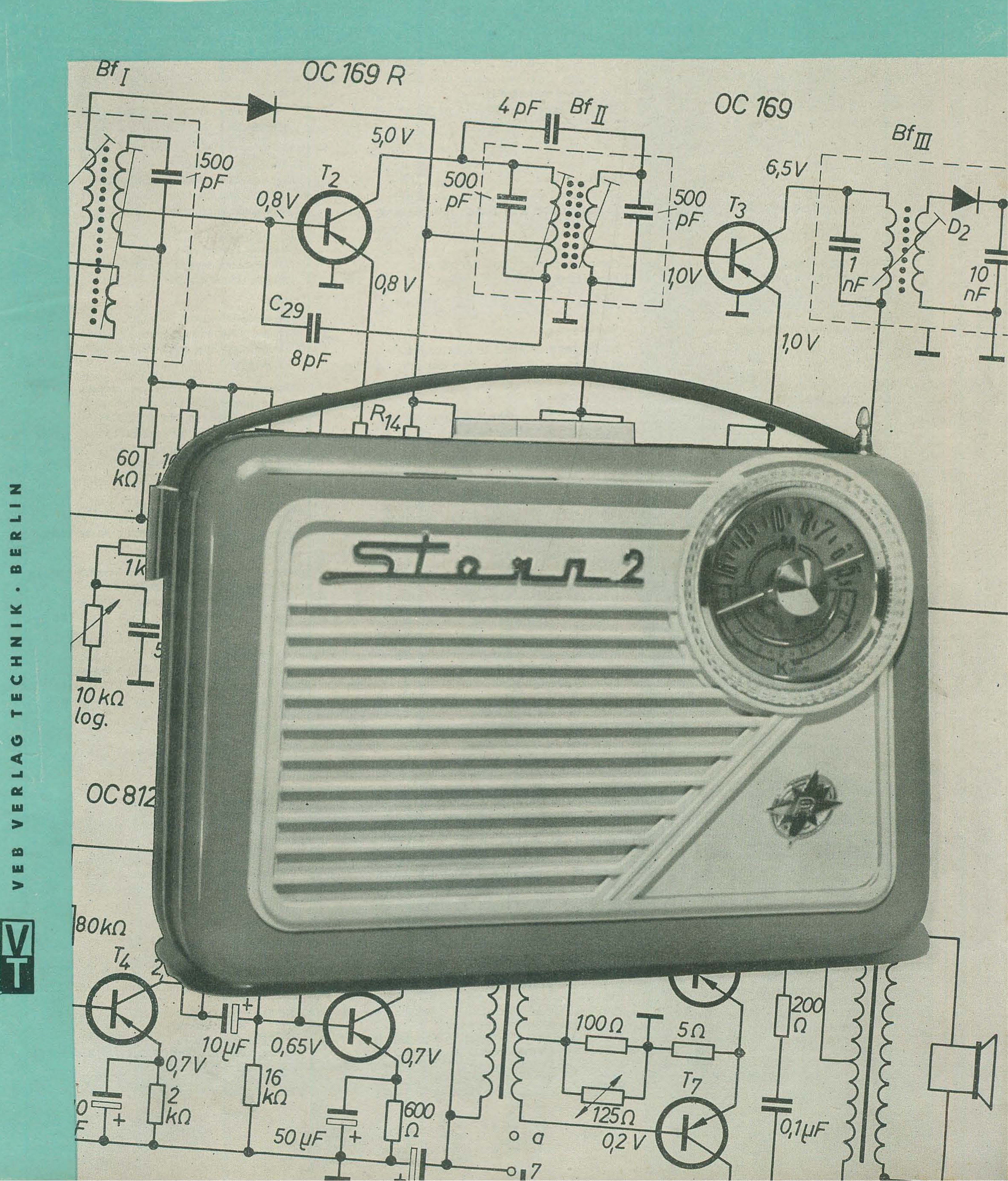
radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

Bauanleitung für einen Rechteckwellengenerator

PREIS DM 2,00 · 10. JAHRGANG
VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN
MÄRZ 1961 **5**



VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

AUS DEM INHALT

OBSAH

СОДЕРЖАНИЕ

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14.
Telefon 420019, Fernverkehr 423391, Fernschreiber 011441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin

radio und fernsehen
Verantw. Redakteur: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke, Ing. Oswald Orlik,
Veröffentlicht unter ZLN 5227 der DDR

Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Str. 28/31 u. alle DEWAG-Betriebe in den Bezirksstädten der Deutschen Demokratischen Republik. Gültige Preisliste Nr. 1

Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

Bestellungen nehmen entgegen

Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag

Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:

Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11 a, Rue Paris
Volksrepublik China: Guozi Shudian Peking, 38, Suchou Hutung
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Stalinova 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspechatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultura" Könyv és hirlap külkereskedelmit vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

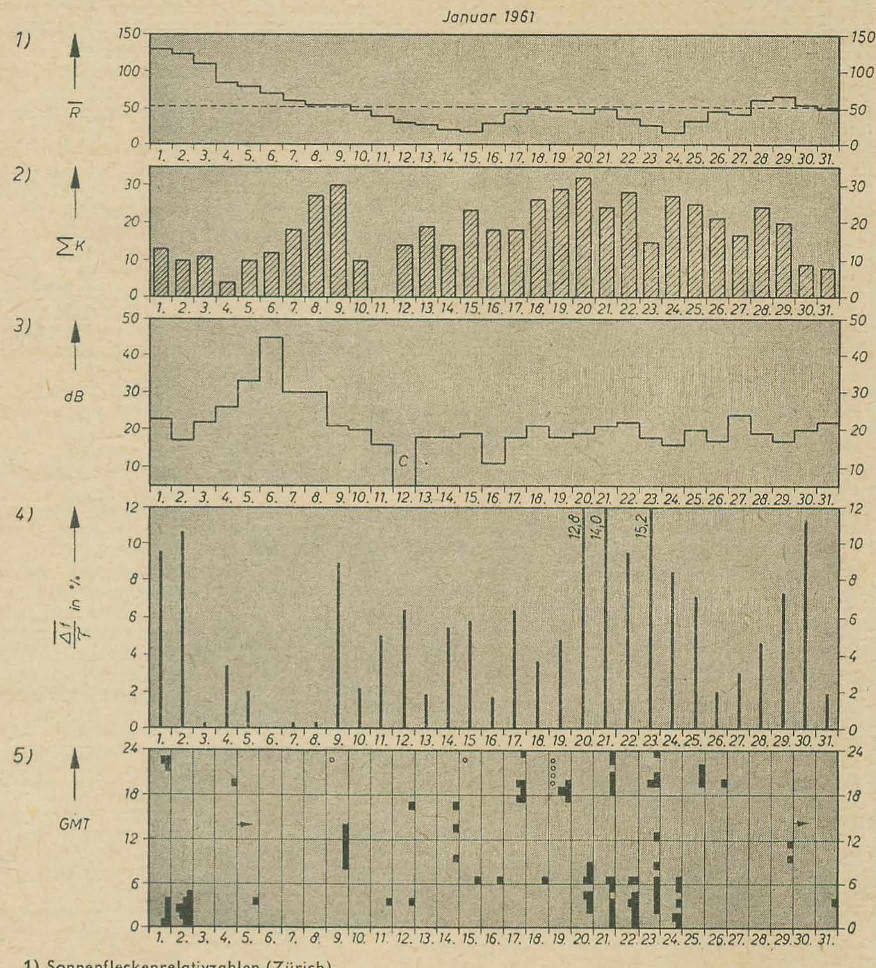
CONTENTS

Titelbild:

Das Koffergerät „Stern 2" stellt eine Weiterentwicklung des „Stern 1" des VEB Stern-Radio Rochlitz dar. Dieser Empfänger ist voll transistorisiert und besitzt die Bereiche L, M und K. Der Kurzwellenbereich geht von 5,75 ··· 12,5 MHz.

Die KW-Ausbreitung im Januar 1961 und Vorschau für März 1961

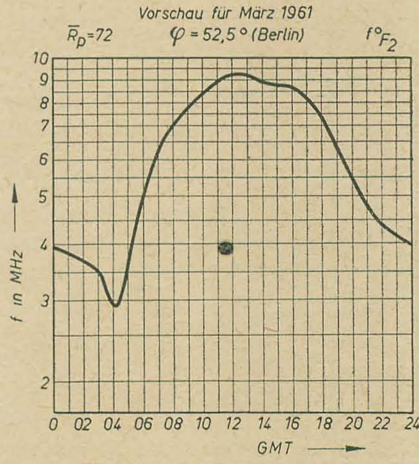
Herausgegeben vom Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin



1) Sonnenfleckenrelativzahlen (Zürich)
2) Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern (Wingst)
3) Mittagsdämpfung auf 3,86 MHz
C = Gerätestörung, F = Streuechos
4) Tagesmittel des relativen Abfalls der F_2-Grenzfrequenzen (Juliusruh/Rügen)
$\Delta f = \tilde{f} - f_m$ für $\tilde{f} < f_m$ $\Delta f = 0$
$\tilde{f}$ = vorhergesagte Grenzfrequenz
f_m = gemessene Grenzfrequenz
5) relativer Abfall der F_2-Grenzfrequenzen (Juliusruh/R.) bezogen auf den vorhergesagten Wert

▮ $\frac{\Delta f}{f}$ = 18 ··· 29 %
■ = 30 ··· 39 %
■ = 40 ··· 49 %
▬ = 50 % und darüber
→ Mögel-Dellinger-Effekt bzw. Dämpfungseinbrüche (Neustrelitz/Juliusruh)
o plötzliche erdmagnetische Unruhe oder Schwankungsamplitude des Erdmagnetfeldes A ≧ 60 γ bezogen auf eine Stunde

▯ Streuecho ▯ Abdeckung durch E-Schicht



Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Bauanleitung: Elektronischer Zeitgeber für fotografische Zwecke
- Koppel- und Emitterkondensator in Transistorverstärkern
- Der halbleiterstabilisierte Wienbrückengenerator
- „elgatron" — ein Blitzgerät mit Transistoren
- Transistorverstärker mit sehr hohem Eingangswiderstand



▼ **Einen 350 m hohen Fernsehmast** wird der tschechoslowakische Betrieb Röhrenwalz- und Eisenwerke in Chomutov für die Mongolische Volksrepublik bauen. Das erforderliche Material wird von dem tschechoslowakischen Betrieb Walz- und Eisenwerke Klement Gottwald geliefert werden.

▼ **Zwischen dem bulgarischen und dem kubanischen** sowie zwischen dem rumänischen und dem kubanischen Fernsehen wurde ein Abkommen über die Zusammenarbeit geschlossen.

▼ **Mit dem Ausbau des ungarischen Fernsehnetzes** wird die Entwicklung des UKW-Netzes parallel vorgenommen. Man bedient sich der vorhandenen Fernsehbauten, die so eingerichtet werden, daß sie später auch für Stereoübertragungen geeignet sind.

▼ **In der VR China** gibt es gegenwärtig 29 Fernsehzentren und Relaisstationen.

▼ **In den USA** wird wieder einmal eine Pseudo-Stereo-Einrichtung angeboten, berichtet „radio mentor" 2 (1961). Es soll sich dabei um eine Filteranordnung für die Aufteilung des Frequenzbereiches auf zwei Kanäle handeln, wie sie bereits an verschiedenen anderen Stellen erprobt wurde.

▼ **Im VEB Funkwerk Köpenick** wurden im vergangenen Jahr 919 Verbesserungsvorschläge und Verpflichtungen zu Ingenieurkonten abgegeben. Aus den bereits realisierten Verbesserungsvorschlägen und zum Abschluß gebrachten Ingenieurkonten ergibt sich ein volkswirtschaftlicher Nutzen von insgesamt 1456492 DM.

▼ **Die beim Maser,** dem Festkörper- oder Molekularverstärker, neben der Signal- und der Pumpfrequenz vorkommende dritte Frequenz, im Englischen „idler frequency" genannt, wird im Deutschen als „Blindfrequenz" oder „Leerlauffrequenz" bezeichnet.

▼ **Der VEB RAFENA-Werke** hat seinen Januarplan übererfüllt, obwohl im ersten Monat des neuen Jahres fast 400 TV-Empfänger mehr als im Dezember 1960 zu fertigen waren.

▼ **Der österreichische Rundfunk** plant im Ausblick auf die Olympischen Winterspiele 1964 den Bau eines neuen Studios für Innsbruck.

▼ **Als Rohstoff für die Herstellung von Germanium** wird die ČSSR den Flugstaub aus den westböhmischen Elektrizitätswerken ausnutzen, der im Chemiewerk in Kaznejov verarbeitet werden wird.

▼ **Im VEB Junkalor Dessau** wurde unter maßgeblicher Mitarbeit der Kammer der Technik im Rahmen eines Ingenieurkontos ein automatisch regelnder Spannungskonstanthalter entwickelt.

▼ **Einen Kleinstmotor** mit 20 mm Durchmesser, 40 mm Länge und einem Gewicht von 3 p haben die Furuichi-Werke in Tokio entwickelt. Er ist für Kameras, Tonbandgeräte, Plattenspieler u. a. bestimmt.

▼ **Berichtigung:** Im Heft 20 (1960) sind auf Seite 631 die Technischen Daten der Duroplast-Liliput-Kondensatoren wie folgt zu ändern:
Betriebsnennspannung (U_N): 63 V_
Prüfspannung: 1,5 · U_N

Erste automatische interplanetare Station der SU zur Venus

Nachdem die Sowjetunion am 4. 2. 1961 den bisher größten Satelliten (6483 kg) offensichtlich zu Erprobungszwecken erfolgreich startete, wurde am 12. 2. 1961 entsprechend den hier vorliegenden TASS-Meldungen in der Sowjetunion ein neuer schwerer künstlicher Erdtrabant als vervollkommnete mehrstufige Rakete auf eine Bahn gebracht. Noch am selben Tag startete von diesem Trabanten aus eine ferngelenkte kosmische Rakete, die eine automatische interplanetare Station mit einer Masse von 643,5 kg auf eine Bahn zur Venus brachte. Diese Station soll in der zweiten Hälfte des Monats Mai 1961 den Raum des Planeten Venus erreichen. Die Fluggeschwindigkeit der automatischen Station überstieg bei Beginn des Flugs auf der Bahn zur Venus die zweite kosmische Geschwindigkeit. Während des weiteren Flugs nimmt die Geschwindigkeit der interplanetaren Station unter dem Einfluß der Erdanziehung ab. Nach Verlassen des Anziehungsbereichs der Erde wird sie eine Geschwindigkeit von etwas weniger als 4 km/s haben.
Die Hauptaufgaben dieser Station sind es, unter anderem zu erforschen, wie ein kosmisches Objekt auf eine interplanetare Bahn gebracht werden kann, Funkverbindungen über weite Entfernungen und die Steuerung einer kosmischen Station zu erproben und die Abmessungen des Sonnensystems genauer festzustellen. Die an Bord befindliche wissenschaftliche Apparatur ist für die Erforschung der kosmischen Strahlung der interplanetarischen Magnetfelder und für die Registrierung von Zusammenstößen von Mikrometeoriten bestimmt. Um der Apparatur die notwendigen Arbeitsbedingungen zu gewährleisten, wird die Temperatur an Bord der interplanetaren Station mit Hilfe eines temperaturregelnden Systems in den vorgeschriebenen Grenzen gehalten. An Bord ist ferner ein radiotechnisches System eingebaut, das für die Lösung folgender Aufgaben bestimmt ist: Messung der Parameter der Bewegung der Station gegenüber der Erde, Übermittlung der Ergebnisse der mit Hilfe der wissenschaftlichen Apparatur an Bord durchgeführten Messungen zur Erde, Übermittlung von Angaben über die Arbeitsweise der an Bord befindlichen Systeme und Aggregate zur Erde.
Während der Sendezeiten werden die Bordapparate durch chemische Stromquellen gespeist, im Verlauf des Fluges erfolgt ununterbrochen die Ergänzung der Energie mit Hilfe von Sonnenbatterien. Die ständige Bestrahlung der Sonnenbatterien zur Gewinnung ihrer maximalen Leistung wird durch ein System gewährleistet, das eine Orientierung nach der Sonne bewerkstelligt. Die Funksendungen erfolgen auf 922,8 MHz auf ein von der Erde aus gegebenes Signal. Es ist vorgesehen, einmal innerhalb von fünf Tagen eine Verbindung mit der automatischen interplanetaren Station herzustellen.
Amerikanische Raumfahrtspezialisten erklärten laut „New York Times", es würde „wahrhaftig bemerkenswert sein", wenn es der Sowjetunion gelingt, die Raumstation zur Venus zu bringen. Das Erreichen des Raumes der Venus sei angesichts der gewaltigen Entfernung und des Fehlens genauer Angaben über die Position des Planeten eine sehr schwierige Sache. Die Wissenschaftler wiesen darauf hin, daß sich die Position der Venus mit den bisher bekannten Mitteln nur bis zu einer Abweichung von etwa 9600 km bestimmen lasse. Sie betonten, um die Venus zu erreichen, müsse die Raumstation unbedingt eine Reihe kleiner Raketen und ein Lenksystem zur Korrektur ihrer Flugbahn an Bord haben.

Schimpanse aus dem Weltall zurück

Die USA schossen am 31. 1. 1961 einen Schimpansen in einer für den menschlichen Raumflug vorgesehenen „Mercury-Kapsel" über 250 km in den Außenraum der Erde. Die Kapsel ging nach 15 Minuten in einer Entfernung von 675 km von Kap Canaveral auf See nieder. Ihr Flug führte rund 210 km weiter als vorgesehen. Die Kapsel mit dem Affen wurde knapp vier Stunden nach dem Start von einem amerikanischen Zerstörer geborgen.

Atom für den Frieden

Im Moskauer Geschäft für Isotope „Atom für den Frieden" haben während seines einjährigen Bestehens 52000 Kunden Bestellungen aufgegeben. Aus allen Gegenden der SU kamen Wissenschaftler, Ärzte, Agronomen, Ingenieure usw., um sich über die Anwendung der Isotope, über Sicherheitsanlagen und Schutzkleidung, über die neuesten Kontroll- und Automatisierungsgeräte beraten zu lassen.
In dem Geschäft erhalten die Fachleute außerdem Typenbezeichnungen für Laboranlagen, Auskünfte und Kataloge. Sie können dort wissenschaftliche Filme ansehen und Vorträge über die modernsten Arten der Verwendung des Atoms für friedliche Zwecke besuchen. In diesem Jahr soll das Geschäft zu einem „Haus der Technik und des Handels mit radioaktiven Stoffen" erweitert werden. Nach dem Vorbild des Moskauer Isotopengeschäfts sollen gleiche Einrichtungen noch in diesem Jahr in Taschkent und Kiew, später auch in Leningrad, Nowosibirsk und Swerdlowsk geschaffen werden.

Für ausgezeichnete Leistungen

auf dem Gebiet des Erfindungs- und Rationalisatorenwesens wurde Herrn Dipl.-Ing. Klaus Schlenzig (VEB Werk für Fernmeldewesen) der Ernst-Zinna-Preis verliehen.
Herr Schlenzig ist unseren Lesern durch seine aktuellen Beiträge — u. a. Die gedruckte Schaltung in der Hand des Amateurs, Transistor-Taschenprüfgerät „Tobitest", Transistor-Wechselsprechanlage — gut bekannt.

Britisches Münzfernsehsystem

Großbritannien beschäftigt sich jetzt (nach den USA) ebenfalls mit Plänen, ein Münzfernsehsystem einzuführen. Eine britische Münzfernsehgesellschaft ist bereits gegründet worden.
Bei Systemen dieser Art ist der Empfang erst nach Einwurf einer Münze möglich, und zwar auf begrenzte Dauer, wobei entweder das Empfangsgerät durch Kabel mit dem Sender verbunden ist oder die drahtlose Ausstrahlung eine Entzerrung nötig macht, die nur nach Einwurf einer Münze funktioniert.

Ein neues fernmeldetechnisches Meßgerät,

die „Selbstinduktionsnormale HF-L-Normale Typ 0020", ist vom VEB Funkwerk Erfurt in Zusammenarbeit mit Werktätigen und Entwicklungsingenieuren der Industrie sowie Wissenschaftlern des DAMG entwickelt worden. Eingehende Untersuchungen des DDR-Außenhandels und des DAMG ergaben, daß auf dem Weltmarkt keine vergleichbare Meßeinrichtung angeboten wird. Die Normale sind sehr kapazitätsarm aufgebaut. Eine über ein Jahr dauernde Beobachtung der Induktivitätswerte und ihrer zeitlichen Änderungen zeigte, daß diese Änderungen außerordentlich klein sind. Die geringe Eigenkapazität erlaubt die Verwendung als Normale bis zu einigen Megahertz.

Zwanzig tragbare Fehlerortungsgeräte,

mit deren Hilfe Fehler in Fernsprechfrei- und Kabelleitungen rasch gefunden werden können, sind von einer sozialistischen Arbeitsgemeinschaft des VEB Funkwerk Dresden in Sondereinsätzen kurzfristig entwickelt und der Deutschen Post übergeben worden. Damit können Importe, die ursprünglich dafür vorgesehen waren und die einen Devisenaufwand von über 80000 DM erfordert hätten, eingespart werden. Bei diesem Gerät wurden weitgehend Subminiaturbausteine verwendet, die bei auftretenden Störungen nur ausgewechselt zu werden brauchen.

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

10. JAHRGANG · 1. MÄRZHEFT **5** 1961

SCHMALSPUR ODER FLÄCHE?

Dipl.-Ing. K. SCHLENZIG

Mit diesem Artikel sollte nach unserer Ansicht die Diskussion über eine Frage beginnen, die von außerordentlicher Bedeutung nicht nur für die Weiterentwicklung der unserem Industriezweig zugrunde liegenden Technik, sondern unserer Produktionsverhältnisse insgesamt ist. Es geht um Fragen der Erwachsenenqualifizierung, zunächst um die weitere Qualifizierung der Entwickler, letzthin aber um die aller Werktätigen des Industriezweigs. Bei allem Fortschritt der Technik sind und bleiben die Menschen die wichtigste Produktivkraft der Gesellschaft. Aber die Rolle, die sie im Produktionsprozeß spielen, verändert sich mit der technischen Entwicklung: Aus unmittelbar Ausführenden der Produktion verwandeln sie sich in die Lenker automatisch ablaufender Prozesse, die die eigentliche Produktion durchführen. Das bedeutet aber, daß sie diese Prozesse beherrschen müssen, jeweils entsprechend der Funktion, die sie ausüben: Grundsatzforschung, Entwickler, Betriebsingenieur, Betriebstechniker usw. Die Forderungen an das Wissen der Menschen über die Naturprozesse wachsen daher ständig, und zwar auf allen Ebenen. Mit einigen sich daraus ergebenden Konsequenzen, gerade auch für unsere den Sozialismus aufbauende Gesellschaft, setzt sich hier Herr Dipl.-Ing. Schlenzig auseinander; bereits in unserem nächsten Heft wird Herr Dipl.-Phys. Fischer, von einem anderen Ausgangspunkt ausgehend, ebenfalls etwas zu diesem Problem zu sagen haben. Aber das sollte nur der Anfang der Diskussion sein: Die Leitungen der Fach- und Hochschulen, das Staatssekretariat für Hochschulwesen und vor allem die Kammer der Technik sollten sich aufgerufen fühlen, zu diesem Problem Stellung zu nehmen. *D. Red.*

Die Technik von morgen wird eine Technik der Automaten sein. Das bedeutet aber für den Arbeiter von morgen Ingenieurkenntnisse. Mit ihnen wird er zum Beherrscher von elektronisch gesteuerten Maschinen, die ihm den Sechs-Stunden-Tag und uns allen einen Überfluß an Gebrauchsgütern ermöglichen werden. Wie wird dieser Ingenieur aber ausgebildet?

Betrachten wir aus dieser Sicht die letzten 50 Jahre. Der Ingenieur der Jahrhundertwende besaß eine dem Stande der Technik entsprechende gediegene Ausbildung im Maschinenbau, während die Elektrotechnik als relativ neues Gebiet vorwiegend den Physikern vorbehalten blieb. Lange Zeit rangierte sie im Hintergrund, überschattet vom „älteren Bruder" Maschinenbau. Das bekam sogar noch der TH-Student der 50er Jahre zu spüren. Noch heute weckt daher in ihm das Wort „Ventil" die Erinnerung an riesige Zeichnungen in Blei und Tusche, den Alptraum seiner ersten Semester. Erst 1951 wurde die Fakultät für Elektrotechnik von der Fakultät für Maschinenbau getrennt und begann ein selbständiges Dasein. Aber noch lange geisterten Ventilkonstruktionen ungeheuerer Dimensionen durch die Belegmappen der Schwachstromtechniker. Heute erlernt der Student dieser Fachrichtung bereits in den ersten Semestern viel zweckgerechter seine Grundkenntnisse im technischen Zeichnen an Beispielen der Feinwerktechnik. Niemand wird behaupten wollen, ihm oder der Allgemeinheit sei dadurch ein Schaden entstanden.

Die Fachschulen der Vorkriegszeit bildeten Ingenieure aus, die sowohl für Labor wie für Produktion gut vorbereitet waren, dem Stande der Technik entsprechend. Dem Hochschulingenieur dagegen war schon immer besonders der Laborplatz vorbehalten. Der letzte Krieg hinterließ auch hier große Lücken.

Der Mangel an Kräften mit abgeschlossenem Hoch- oder Fachschulstudium zwang dazu, manchen „alten Praktiker" in Positionen zu setzen, die ihm unter anderen Bedingungen verschlossen gewesen wären. Doch fast jeder von ihnen rechtfertigte durch seine Leistungen das in ihn gesetzte Vertrauen.

Schon bald erkannte der Staat die große Rolle der Intelligenz beim Aufbau des Sozialismus und war bemüht, durch Gesetze und Verordnungen ihr eine ihrer Arbeit gerecht werdende Anerkennung zu geben. Jahr für Jahr wuchs durch die großzügige und weitplanende Förderung der Regierung die Zahl der Fach- und Hochschulabsolventen. Eine allgemeine Erhöhung des Niveaus wurde spürbar. An die „Praktiker" und Fachschulkader in höher bezahlten Stellungen aber trat nun die Forderung heran, in einem Fern- oder Abendstudium den ihrer Tätigkeit entsprechenden fachlichen Beleg zu erwerben. Noch waren sie, an Erfahrung unendlich reicher, den „Neuen" in der täglichen Arbeit überlegen. Doch auch jene wuchsen an ihren Aufgaben.

Jeder weiß, daß die Woche eines verantwortlichen Wirtschaftsfunktionärs nicht nur 45 Stunden zählt, jeder kennt auch die mit zunehmendem Alter größer werdenden Schwierigkeiten, den Anforderungen einer allseitigen Ausbildung gerecht zu werden. Dennoch beendeten inzwischen viele von ihnen erfolgreich diesen schweren Weg. Doch damit war das Problem noch keineswegs gelöst. Solange noch nicht genug Hochschulkader absolviert und entsprechende Erfahrungen gewonnen hatten, mußten immer weitere Fachschulingenieure in die Labors wandern, um die wissenschaftlich-technischen Voraussetzungen für die Produktion moderner Maschinen und Geräte zu schaffen. Dafür waren auch sie noch ausgebildet. Sie arbeiteten sich in Spezialgebiete ein, die sie quasi zu einem Privatstudium zwangen. Es ist bekannt, daß die Aneignung von Fachwissen aus Büchern ohne fremde Hilfe weit zeitraubender und umständlicher ist als eine gezielte Ausbildung.

In ihrem Fach wurden diese Menschen zu Spezialisten, und bei der Lösung ihrer Probleme half ihnen ein guter Teil „Fingerspitzengefühl" und jenes unwägbare Maß an Erfahrung; und beides sind nicht zu unterschätzende Faktoren für eine erfolgreiche Arbeit. Noch besser, vor allem schneller und zielsicherer, wäre jedoch ihre Arbeit mit einem gut abgestimmten Schatz jener Kenntnisse, die bei uns heute nur eine Hochschule zu vermitteln imstande ist.

Wir haben also, bildlich gesprochen, eine Treppe vor uns, der zwischendurch einige Stufen fehlen und deren Untergrund stellenweise unsicher ist. Wenn es gelingt, diese Treppe (das Wissen des Spezialisten) an den offenen Stellen zu ergänzen, einige fehlerhafte Stufen zu reparieren und den Untergrund zu sichern, so kann man auf ihr mit geringerer Mühe als vorher und ohne die Gefahr großer Rückschläge nach oben steigen. Ein solches gutfundiertes Spezialwissen bringt seinen Träger und uns alle schneller aufwärts.

In der Kunst des Treppenbauens gibt es veraltete, umständliche und neue, bessere, einfachere Methoden. Man kann den Beton oder das Brett mühevoll selbst in die richtige Form bringen, man kann aber auch vorgefertigte Teile benutzen. Das heißt: Fachwissen, statt mühselig und lückenhaft aus Büchern zusammengetragen, ließe sich in der richtigen Form durch erfahrene Fachpädagogen weit besser und umfassender vermitteln. Was aber nützt es, die Treppe zunächst im wesentlichen so zu lassen, wie sie ist, dafür aber einen für den Weg nach oben im vorliegenden Fall gar nicht benötigten Flur herzurichten, einige dann doch leer bleibende Nebenzimmer auszustatten und vielleicht gar das ganze Haus mit großem Aufwand zu verändern, während die Treppe selbst warten muß?

Das Beispiel beginnt zu hinken, daher zurück zur Realität:

Die Aneignung eines Überblick vermittelnden Fachwissens durch ein zeit- und nervenraubendes umfassendes Hochschulstudium neben der Arbeit mag zwar von dem Gesichtspunkt aus nützlich sein, daß der Ausgebildete eine andere Tätigkeit aufnehmen will. Besonders in den ersten Jahren wirkt sich jedoch diese Mühe auf sein jetziges Fachgebiet nur wenig aus. Wünschen wir aber, daß dieser Fachmann seine Tätigkeit völlig ändert? Bilden wir ihn nicht eigentlich oft nur darum aus, damit er mit dem Zeugnis für seinen Betrieb den formalen Beweis in Händen hält, er habe die Qualifikation für seine jetzige Arbeit? Sollte er sie also noch gar nicht ausüben? Wo bliebe dann das Leistungsprinzip? Er leistet doch im Augenblick so viel (oder mehr), wie von ihm im Augenblick verlangt wird! Kann er in seinem Fach, an der gleichen Stelle, nach seiner langen anstrengenden Ausbildung mehr leisten? Zweifellos! Sicher hat er nun auch (u. a.!) die Lücken geschlossen, die sein unmittelbares Schaffen hemmten. Der Techniker aber fragt nach dem Wirkungsgrad.

Blättert der Absolvent mit einem genügenden Abstand von Jahren später seine Belege durch, so kann er vielleicht an einem Drittel ein Kreuz anbringen: Dies hat mir bei der Arbeit wirklich geholfen. Das andere — sicher, es verhalf ihm zu einem exakten Weltbild, es formte seine Persönlichkeit (und all dies ist für einen jungen „Voll"-Studenten durchaus notwendig), er ist stolz auf sein Diplom. Doch wäre es für ihn nicht auch anders, kürzer, gegangen?

Es kann hier keineswegs übersehen werden, ob das alles für die große Mehrzahl der Betroffenen tatsächlich zutrifft. Wir sollten dennoch eine Erörterung dieser Fragen nicht scheuen, wenn auch nur die kleinste Hoffnung besteht, daß uns dies in irgendeiner Form letztlich bei der schnellen Erreichung unseres gemeinsamen Zieles helfen kann. Daher wird folgendes Thema zur Diskussion gestellt:

Ist eine Reduzierung der siebenjährigen Dauer des Hochschul-Fernstudiums möglich, wenn auf eine Reihe allgemeinbildender Fächer verzichtet bzw. deren zeitlicher Aufwand verringert und dafür eine weitergehende Spezialisierung der Fachrichtungen vorgenommen wird? Beispiele hierfür sind aus der Sowjetunion und anderen Staaten bekannt. Konkret: Sollte ein Fachschulingenieur in verantwortlicher Tätigkeit auf dem Gebiet der Höchstfrequenztechnik statt seines zur Rechtfertigung seiner Einstufung dem Gehaltsbüro gegenüber aufgenommenen siebenjährigen Hochschul-Abend- oder Fernstudiums nicht besser in drei oder vier Jahren ein solides, auf die Belange der Höchstfrequenztechnik und deren Grundlagen ausgerichtetes Fachwissen vermittelt erhalten, das ihn im Dokument als Spezialisten der Höchstfrequenztechnik ausweist, dessen praktische Auswirkungen auf die Arbeit aber größer sein können als im ersten Fall?

Die Lösung dieser Frage ist überaus kompliziert. Sie enthält fachliche, gesellschaftliche und menschliche Probleme; und wir müssen uns mit ihnen auseinandersetzen. Die vorliegenden Überlegungen wurden nicht zufällig gemacht, sondern nach der Mitteilung, daß ein Kollege das begonnene Studium wieder aufgegeben hat. Die Belastung war zu groß. Wären diese Vorschläge aber in irgendeiner Form realisierbar, so kann das von genau so großer Bedeutung sein wie ein gut fundierter Beweis ihrer Unmöglichkeit. Im letzteren Falle weiß dann jeder Betroffene, daß er die sieben Jahre schaffen muß, und wir müssen ihm anders helfen.

Auch für den Ingenieur der Zukunft, von dem diese Betrachtungen ausgingen, wird das alles noch von Bedeutung sein. Gewiß, zehn-, später zwölfklassige Schulbildung wird sein Allgemeinwissen bereits auf eine hohe Stufe gebracht haben. Die Verkürzung des Arbeitstages durch die moderne Produktion wird ihm außerdem viel Zeit für seine Weiterbildung lassen. Aber — das zeigt das Beispiel der Sowjetunion und anderer Staaten — auch dann wird das Fernstudium eine bestimmte Rolle zu spielen haben. Um so wichtiger ist es, die hier angeschnittenen Probleme rechtzeitig zu klären.

Eine neue Flachröhre großen Bildformats – die Rückstrahlbildröhre

Dr.-Ing. P. NEIDHARDT, Berlin

Die Fernseh-Bildröhren haben in den letzten 10 Jahren eine technische Entwicklung durchgemacht, die durch Vergrößerung des Bildformats, Vergrößerung des Ablenkwinkels, Verkürzung der Halslänge, Aluminisierung der Schirme, elektrostatische Fokussierung und Anstrebung des Rechteckformats sowie Verminderung der Raumlicht-Reflexionseffekte gekennzeichnet ist. Zur Realisierung dieser Ziele ist man verschiedene Wege gegangen, die in mancher Hinsicht neue Entwicklungsforderungen an die Bauelementeindustrie stellten. Es wird nachstehend über einen weiteren Vorschlag berichtet, der auf der 90°-Technik beruht, tatsächlich aber 180° ausgelenkte Fernsehbilder erzeugt. Wenn auch diese Röhre bisher nur als Funktionsmuster in einer geringen Stückzahl existiert, so scheint doch ihr Konstruktionsgedanke der besonderen Beachtung Wert zu sein.

In der Fernsehtechnik steht die Bildröhre im doppelten Sinne im Blickfeld des Interesses. Ihre Entwicklung, die von der alten Katodenstrahlröhre für Oszillografen mit kleinem Durchmesser und rundem Bildfeld ihren Ausgang nahm, beeinflußte im letzten Jahrzehnt die Empfängertechnik recht wesentlich. Dieser Entwicklungsweg der Bildröhre ist ganz sicher heute noch lange nicht beendet. Noch immer wird unter Benutzung von Hochspannung in einem im Vakuum befindlichen Elektronenstrahlsystem ein Elektronenstrahl erzeugt, der einen Leuchtstoffschirm auf den Kolbenboden zur Abgabe von Licht anregt. Sowohl die Hochspannung als auch das Vakuum der Bildröhre lassen diesen Weg nicht als den optimalen Lösungsweg der Fernsehbildwiedergabe erscheinen. Man hat auf dem Gebiet der Elektrolumineszenz beachtliche Arbeiten durchgeführt, die an Stelle der Elektronenstrahlanregung des Leuchtstoffs die durch ein elektrisches Feld setzt. Aber die Durchschaltung dieser relativ hohen Feldkonzentration längs der Zeilen und über die Raster bereitet einstweilen noch solche Schwierigkeiten, daß die Anwendung der Elektrolumineszenz für Fernseh-Bildwiedergabezwecke noch in recht weiter Ferne liegt. Aus diesem Grunde sind neue Konstruktionsgedanken für Hochvakuum-Bildröhren noch immer sehr aktuell.

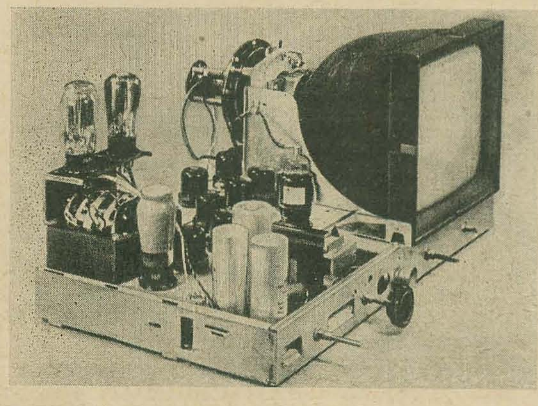
Der Weg von den alten Bildröhren des Rundformats über die ersten Rechteck-Bildröhren — zu denen seinerzeit auch die Bildröhre des deutschen Einheits-Fernsehempfängers im Jahre 1939 gehörte — zu den 59-cm- und 61-cm-Weitwinkelröhren mit Grauglas-Frontplatte, war das Ergebnis einer zwar stetigen aber doch recht schwierigen Entwicklung.

Man ging von dem noch vor etwa 10 Jahren üblichen Ablenkwinkel von 70° aus und baute Bildröhren mit 90°-Ablenkwinkel in der Diagonale, um dadurch die Baulänge der Röhre zu vermindern. Großes Bild und geringe Länge waren Forderungen, die auch heute noch gelten. Der Fernsehteilnehmer wünscht Empfänger geringer Gehäusetiefe. Die z. B. zwischen einer 53-cm-Bildröhre mit 70°-Ablenkwinkel in der Diagonale und einer solchen mit 90° mögliche Verkürzung von 70 mm ist für den Gehäusearchitekten sehr erwünscht. Man ist bekanntlich darüber hinaus zur 110°-Ablenkung übergegangen und spart dabei schon etwa 130 mm an der Baulänge.

Die neue Technik der Bildröhren verlangte aber Änderungen an Schaltungen und Bauelementen. Bei der Vergrößerung des Ablenkwinkels von dem historischen im Bild 1b gezeigten Röhrentyp des deutschen Einheits-Fernsehempfängers auf dem im Bild 2 skizzierten Wege traten technische Schwierigkeiten auf, deren Behebung neue Entwicklungsarbeiten erforderte. Zunächst verminderte sich die Punktschärfe im Ablenkfeld, weil der Radius des optimalen Schärfepunkts, gemessen vom Ablenkzentrum der Röhre aus, konstant ist. Der Radius des Bildschirms ist aber wesentlich größer, so daß bei Auslenkung des Elektronenstrahls eine Defokussierung eintritt. Es war notwendig, zur Behebung dieses Fehlers den Ablenkspulen eine neue Form zu geben, so daß das Ablenkfeld in der Mitte schwächer als am Rande wurde. Damit wird zwar die Punktschärfe über das gesamte Bildfeld konstant gehalten, gleichzeitig mußte aber der verminderten Ablenkempfindlichkeit begegnet werden. Bei den 90°- und insbesondere bei den 110°-Röhren machte sich als Ergebnis der verschiedenen Ablenkgeschwindigkeiten in der Bildmitte und am Rande eine kissenförmige Rasterverzerrung bemerkbar, die z. B. durch zwei seitlich an den Ablenkspulen angebrachten Permanentmagnete kompensiert wurde.

Die neuen Bildröhren bekamen auch neue Elektronenstrahlsysteme, wie sie im Bild 3 gezeigt sind. Vor allem hinterlegt man die Bildröhrenschirme heute allgemein mit einer dünnen Aluminiumschicht und betreibt die Röhren ohne Ionenfalle. Beide Maßnahmen sind natürlich voneinander abhängig.

Etwa in dieser Situation des technischen Entwicklungsstandes der Bildröhren entstand der



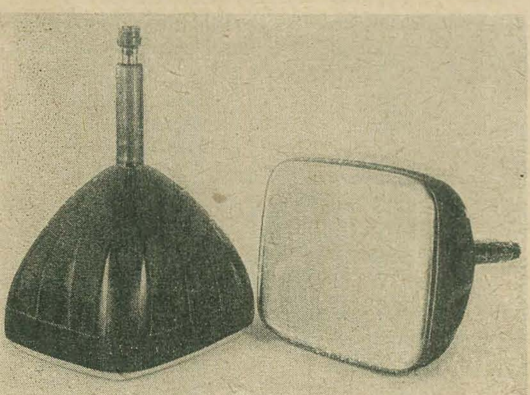
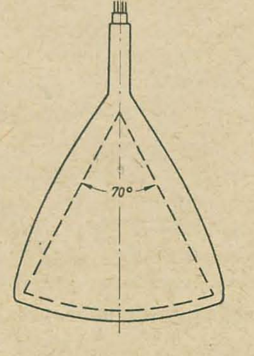
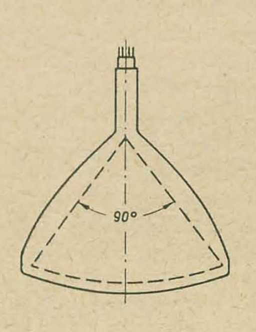


Bild 1: a) Chassis des deutschen Einheits-Fernsehempfängers aus dem Jahre 1938, b) die dazugehörige erste deutsche Rechteckbildröhre





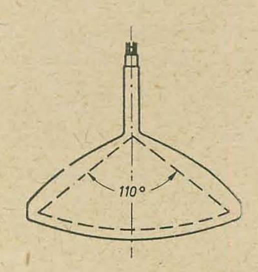


Bild 2: Das Prinzip der Einführung größerer Ablenkwinkel für Bildröhren

Gedanke, den Ablenkwinkel auf 180° zu vergrößern, ohne die Schwierigkeiten in Kauf nehmen zu müssen, die sich der Schaffung eines geeigneten Elektronenstrahl- und Ablenksystems entgegenstellen würden. Die Realisierung führte zu einer ungewöhnlichen Bildröhrenkonstruktion, der Rückstrahlbildröhre.

Im Bild 4 ist die Wirkungsweise dieses neuen Bildröhrentyps skizziert. Ein wesentliches Charakteristikum dieser neuen Flachbildröhre, die in den RCA-Laboratorien in Princeton, N. J. und Lancaster, Pa. in den USA entwickelt wurde [1] ist, daß sie von der konventionellen 90°-Ablenktechnik Gebrauch macht,

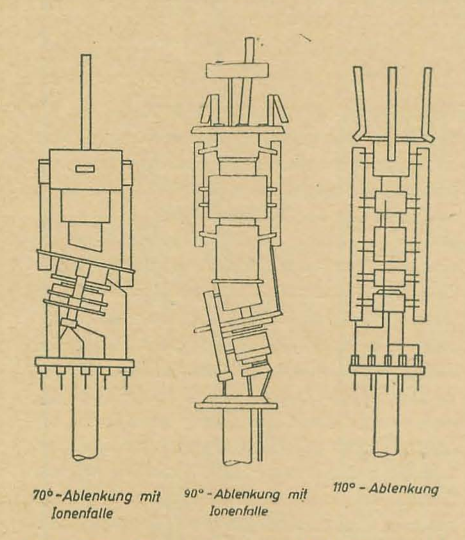


Bild 3: Die Entwicklung der Elektronenstrahlsysteme von der 70°- bis zur 110°-Technik

so daß die Ablenkleistung geringer als bei den 110°-Bildröhren ist. Dennoch besitzt sie eine effektive Auslenkung von etwa 180°. Die Wirkungsweise der Röhre läßt sich durch folgende Grundgedanken kennzeichnen:

1. Der Leuchtstoffschirm ist nicht mehr auf der Innenseite der Frontglasplatte bzw. des Kolbenbodens aufgebracht.

2. Statt dessen befindet sich in einem Abstand von etwa 90 mm von der Innenseite der gewölbten Frontscheibe eine Schirmträgerplatte, deren Oberfläche eine analoge Krümmung aufweist.

3. In der Mitte ist diese Schirmträgerplatte ähnlich wie die Maske bei einer Farbbildröhre feinperforiert, um den Elektronenstrahl hindurchtreten zu lassen.

4. Der Elektronenstrahl tritt mit einer Neigung von maximal 45° gegen die Röhrenachse vom Ablenkzentrum aus und wird durch eine auf der Innenseite der Frontglasscheibe aufgebrachte sehr dünne, durchsichtige Metallschicht, die annähernd auf Nullpotential liegt (im Gegensatz zur Aluminisierung der normalen Fernsehbildröhren, die bekanntlich auf Hochspannungspotential liegt) so reflektiert, daß er an den äußersten Stellen des Leuchtschirms diesen mit einem effektiven Auslenkwinkel von 90° gegen die Röhrenachse (also insgesamt 180°) trifft.

5. Die Krümmung der Frontglasplatte und des Leuchtstoffschirms ermöglicht, Ablenksystem und Hals der Röhre trotz normaler Ausführung in die Röhrenkonstruktion einzuziehen, wie dies Bild 4 zeigt. Auf diese Weise können in dem entstehenden Hohlraum Bauelemente der Empfängerschaltung besonders in miniaturisierter Form untergebracht werden.

Über diese konstruktiven Grundgedanken hinaus lassen sich folgende Besonderheiten feststellen:

Vorteile

1. Der Leuchtstoffschirm im Innern der Röhre wird von der Seite her durch den Elektronenstrahl erregt, von der er auch betrachtet wird. So ergibt sich ein besonders guter Detailkontrast, der denjenigen der üblichen Bildröhren übertrifft.

2. Die Rückstrahlbildröhre bedarf nicht des bisherigen Kolbenkonus mit seinem doch recht beträchtlichen Volumen.

3. Es werden die Halo-Erscheinungen vermieden, die sich sonst durch Lichtreflexion an der Außenfläche der Bildschirme ergeben.

4. Die axiale Baulänge der Röhre ist bei den ersten Funktionsmustern kürzer als die der 110°-Bildröhren in Kurzhalsausführung.

Nachteile

1. Es tritt dort, wo der Elektronenstrahl durch die Leuchtstoffträger-Perforation hindurchtritt, eine, wenn auch sehr schwache Erregung des Leuchtstoffs ein. Dies ist Ursache für ein schwaches „Geisterbild". Die weiteren Arbeiten an diesem Röhrenkonstruktionsprinzip müssen darauf gerichtet sein, diese Erscheinung zu unterdrücken.

2. Das Bremsfeld zwischen dem Leuchtstoffschirm und dem transparenten Reflektor auf dem Innern der gläsernen Frontplatte ist Ursache für eine einseitige Fokussierung in radialer Richtung, also für eine Fleckverzerrung.

3. Der Ablenkvorgang in der Rückstrahlröhre ergibt in Abhängigkeit vom Krümmungsradius der Frontglasscheibe und des Leuchtstoffträgers und von der Entfernung des Ablenkzentrums von der Frontglasscheibe eine tonnenförmige Rasterverzeichnung, die sich allerdings durch die im allgemeinen in den Ablenksystemen leicht zu bewerkstelligende Kissenverzeichnung kompensieren läßt.

4. Der leitende Belag auf der Innenseite der Frontglasscheibe absorbiert etwa ebensoviel

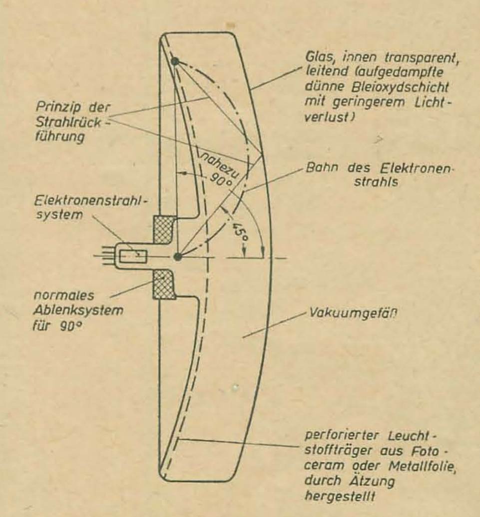


Bild 4: Das Arbeitsprinzip der Rückstrahlbildröhre

Lichtenergie, wie das Grauglas der bekannten Bildröhren.

Es lassen sich eine Reihe wichtiger zusätzlicher Erfindungsgedanken anführen, die Bau und Betrieb der Rückstrahlbildröhren betreffen. Zunächst steht fest, daß die Perforation des Leuchtstoffträgers nur dort vorhanden sein muß, wo der Elektronenstrahl durch die Trägerplatte hindurchtritt. Beim Original hat man aus Gründen der Gleichmäßigkeit jedoch eine über die Gesamtfläche perforierte Trägerplatte verwendet. Wahrscheinlich war aber hierfür ein wesentlicher Grund auch der, daß diese Röhre von den Erfindern aus Teilen der amerikanischen Farbbildröhre vom Maskentyp 21 AXP 22 konstruiert wurde. Dies ist für Fachleute leicht an veröffentlichten Fotografien der Funktionsmuster zu erkennen. Die Lichtausbeute der Schirmteile läßt sich ohne Schwierigkeiten zwischen dem Durchtrittsbereich der Elektronenstrahlen und den übrigen Schirmflächen ausgleichen. Ähnlich wie dies bereits bei Farbbildröhren vom Maskentyp geschieht, kann als Leuchtstoffträgerplatte eine solche aus Fotokeram verwendet werden. Hierbei handelt es sich um ein modifiziertes Lithiumsilikat, das mit Spuren von Silber- und Cer-Verbindungen lichtempfindlich gemacht wird. Das Ausgangsmaterial unterscheidet sich praktisch nicht von gewöhnlichem Glas. Durch eine ultraviolette Bestrahlung, aber auch durch Wärmestrahlung läßt sich dieses Glas in seinem Verhalten so ändern, daß Silberkristalle entstehen, die für Lithiummetasilikat als Kristallisationskerne dienen. Bei einer im technologischen Vorgang vorgesehenen Erwärmung auf etwa 650° während einer Stunde wachsen diese Kristalle und bedingen, daß das Fotokeram infolge der feinkristallinen Struktur ein milchiges Aussehen bekommt. Dieser Aggregatzustand hat gegenüber dem Ausgangszustand des Materials wesentlich andere Eigenschaften, durch verdünnte Flußsäure ist eine Ätzung leicht durchzuführen. Die Ätzdauer liegt in der Größenordnung von einer Stunde pro Millimeter Plattenstärke, wenn fünfprozentige Flußsäure verwendet wird. Von besonderem Interesse ist in diesem Zusammenhang, daß die geätzten Durchbrüche nur eine sehr geringe Konizität aufweisen, etwa ein Zehntel derjenigen, die bei normalen Glas- oder Metallätzungen auftritt.

Mit diesem Material lassen sich Leuchtstoffträgerplatten herstellen, bei denen das Geisterbild in der Mitte kaum noch in Erscheinung tritt. Es bereitet auch keine Schwierigkeiten, die Leuchtstoffträgerplatte ebenso reflektierend zu machen wie die Aluminiumhinterlegung des normalen Leuchtschirms. Dabei besitzt die Rückstrahlröhre den Vorteil, daß die Aluminisierung keinen Einfluß auf die Auftreffgeschwindigkeit der Elektronen auf die Leuchtstoffpartikel besitzt. Bei der Rückstrahlröhre müssen die Elektronen nicht erst, wie bei den normalen Bildröhren, den Aluminisierungsbelag durchschlagen.

Besonders interessant ist der Gedanke, eine Modulation des Potentials der leitenden Metallschicht auf dem Innern der Frontglasscheibe durchzuführen. Zunächst besteht damit die Möglichkeit, den Elektronenstrahl an allen Reflexionsstellen etwa in die gleiche Entfernung von dem leitenden Innenbelag gelangen zu lassen und damit die vorher er-

wähnte tonnenförmige Rasterverzeichnung zu kompensieren. Die Einführung der Reflektormodulation ermöglicht eine bis zu einem halben Ablenkwinkel von etwa 45° geltende lineare Abhängigkeit zwischen ihm und dem Abstand des Leuchtpunkts auf dem Schirm von der Röhrenachse zu erzielen. Wesentlich ist, daß das Fernsehbild bei der Rückstrahlröhre weniger empfindlich gegenüber Raumlicht wird. Die Tonnenverzeichnung läßt sich weiterhin auch durch Veränderung der kugeligen Form des Leuchtstoffträgers an seinen Rändern durch Aufbiegen beseitigen. Es scheint so, als verspricht dieser zunächst nur in Form von Funktionsmustern existierende neue Röhrentyp einige wesentliche Züge der modernen Entwicklung der Fernsehbildröhren zu realisieren. Die Vergrößerung des Bildformats ist bei relativ kleiner Baulänge, die nach Angaben der Erfinder um 63 mm kürzer ist, als die der 110°-Bildröhre mit 53-cm-Diagonale in Kurzhalsausführung realisierbar, die Ablenkleistung ist geringer, als bei diesen Röhren, und einige Baugruppen des Empfängers lassen sich konstruktiv in den von dem Röhrenkörper umschriebenen Raum einziehen. Der Röhrenkörper selbst liegt auf Massepotential.

Wenn man bedenkt, daß es zwar Ansätze gibt, zu flachen Bildröhren zu gelangen [2, 3, 4], daß diese sich jedoch bislang infolge ihrer wesentlich größeren Kompliziertheit ebensowenig durchsetzen konnten, wie etwa die Anwendung der Elektrolumineszenz für Fernsehzwecke infolge der Schwierigkeit ihrer Schaltungstechnik und der relativ hohen für die Elektrolumineszenz benötigten Feldstärken, dann erscheint der Vorschlag der Rückstrahlbildröhre als mögliche Variante auf dem Wege zur Flachröhre großen Bildformats.

Literatur

[1] H. B. Law und E. G. Ramberg: The Reflected Beam Kinescope; Proc. I. R. E., vol. 48, Nr. 8, pp. 1409—1417

[2] W. R. Aiken: A thin cathode ray tube; Proc. I. R. E., vol. 45, pp. 1599 ··· 1604, Dec. 1957

[3] D. Gabor: A new flat picture tube; Journ. Television Society, vol. 8, pp. 142 bis 145, Oct. 1956

[4] Inge Bornemann: Neue Entwicklungstendenzen bei Farbfernseh-Bildröhren; radio und fernsehen 14 (1957) S. 433 bis 435

[5] P. Neidhardt: Die Rückstrahl-Bildröhre — ein weiterer Schritt auf dem Wege zur Flachröhre großen Bildformats; Nachrichtentechnik 1 (1961) S. 27 ··· 30

Wiedergabeentzerrung von Stereo-Schallplatten

LOTHAR TAUDT

Die Stereofonie nimmt heute in der Wiedergabetechnik bereits einen immer größer werdenden Raum ein. Die Empfängerindustrie ist dazu in immer stärkerem Maße bemüht, den Wünschen und Forderungen der Kunden gerecht zu werden. Es wird also in absehbarer Zeit auch z. B. an die Lichtspieltheater die Forderung nach einer stereofonischen Plattenabspielmöglichkeit treten.

Es erscheint zweckmäßig, über diese Probleme einige Ausführungen zu machen, zumal die Schallplatte zunächst der einzige für den allgemeinen Gebrauch rationelle Tonträger sein wird.

Es besteht teilweise die Meinung, daß das Bedürfnis, plastisch zu hören, weitaus geringer sei, als es das des plastischen Sehens ist, da der Hörer an die Wiedergabe mit einem Wiedergabekanal gewöhnt sei. Dagegen kann man anführen, daß viele Hörer, die schon einmal in den Genuß einer stereofonischen Übertragung kamen, ihre Begeisterung darüber zum Ausdruck brachten.

Das mag zwar auf die besonders bei leichter Musik oft übertrieben wiedergegebenen Links-Rechts-Effekte zurückzuführen sein, die vom allgemeinen Publikum meist mehr begrüßt werden als die mit der neuen Technik verbundene Bereicherung des musikalischen Eindrucks, doch ist das wohl in jedem Falle ein Ausdruck des zunehmenden Interesses für die Stereofonie. Man darf natürlich an der Frage der Wirtschaftlichkeit nicht vorbeigehen, denn gerade auf diesem Gebiet sind die Anforderungen auch an den Hörer unübersehbar hoch. So groß das Interesse dort auch sein mag, darf doch die finanzielle Belastung nicht zu hoch sein.

Unsere Untersuchung beschränkt sich auf das Zweikanalverfahren. Dieses erstreckt sich auf den NF-Kanal gleichermaßen wie auf die an anderer Stelle zu untersuchenden HF-Verfahren, wobei die Frage der Kompatibilität, d. h. der Ausnutzung für den monauralen wie stereofonischen Rundfunk dazu kommt. Das bedeutet, daß beinahe alle vorhandenen Übertragungsglieder doppelt ausgeführt werden müssen.

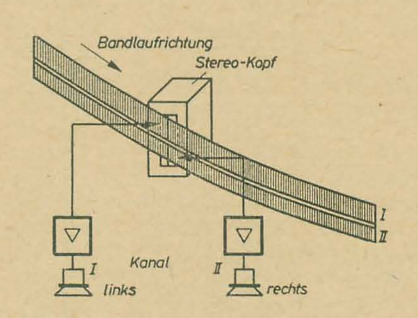


Bild 1: Zuordnung der Stereokanäle

So wird bei einer Stereo-Magnetton-Aufnahme das Band in zwei übereinanderliegende, durch eine „neutrale Zone“ getrennte Bereiche geteilt, die dann unabhängig voneinander Stereomodulation aufnehmen bzw. abgeben.

Auf die damit verbundenen Probleme (Übersprechen usw.) sei hier nicht näher eingegangen. Bei der Schallplatte hat sich ein Verfahren durchgesetzt, das die beiden herkömmlichen Schriften nach *Edison* und *Berliner* zur Aufzeichnung der Stereo-Modulation benutzt, wobei eine 45°/45°- (neuerlich auch 60°/60°-) Aufzeichnung verwendet wird, was bedeutet, daß die beiden bekannten Aufzeichnungsarten in ihren Komponenten um 45° (60°) gedreht werden. Jede dieser Komponenten beinhaltet dann entsprechend der Auslenkung das entsprechende Stereo-Signal. Es wurde dabei international festgelegt, daß die innere Aufzeichnung den rechten und die äußere Aufzeichnung den linken Lautsprecherkanal moduliert (Bild 2).

Grundlegende Anforderungen an eine moderne Stereoplatten-Wiedergabeanlage

Mit der Stereofonie entstanden neue Forderungen an die Abspielgeräte von Schallplatten. Das gilt für die Entzerrer und Verstärker im gleichen Maße wie für die Laufwerke und sonstige mechanische Teile.

Es genügt also nicht, z. B. bei einem herkömmlichen Gerät nur das Abtastsystem zu wechseln und das Auflagegewicht zu reduzieren. Die Forderungen in mechanischer Hinsicht betreffen einmal den Gleichlauf und zum anderen — und das ganz besonders — das sogenannte „Rumpeln“, das sich infolge der geringen Spannungsabgabe des Abtastsystems recht unangenehm bemerkbar machen kann.

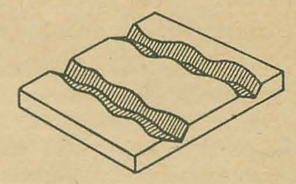


Bild 2: Schneidrillen einer Stereoplatte

Elektrisch sind die Forderungen noch kritischer und weit schwerer erfüllbar. Das gilt für den Klirrfaktor wie für den bei der hohen Verstärkung schwer erreichbaren aber nötigen Fremd- bzw. Geräuschspannungsabstand des

Entzerrers und der gesamten Anlage. Es versteht sich daher von selbst, daß der Aufwand nicht mit den bescheidenen Maßen der monauralen Wiedergabe gemessen werden kann.
Doch ohne zunächst auf mechanische oder elektrische Details einzugehen, bleibt die grundlegende Forderung: die Entzerrung der jeweiligen Schneidkennlinie, die jeder Platte, bedingt durch Krümmungsradius und nicht überschreitbare Stegbreite, eigen ist.

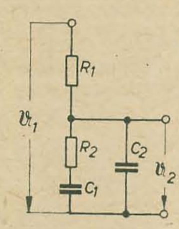


Bild 3: Entzerrungsglied (Vierpol) als Spannungsteiler gezeichnet

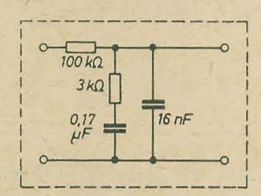


Bild 4: Entzerrungsglied für die CCIR-Schneidkennlinie

Man bezeichnet als Schneidfrequenzgang die Abhängigkeit der Schnelle $v_{<}$ von der Frequenz f bei konstantem Schalldruck. Die Schnelle $v_{<}$ ist definiert als

$$v_{<} = \frac{d\xi}{dt},$$

wobei man zum besseren Verständnis wohl am besten mit der aus der Physik bekannten Gleichung für die Geschwindigkeit vergleicht:

$$v_{<} = \frac{ds}{dt}.$$

ξ ist hierbei die Auslenkung (vergl. mit Weg)

Die Schnelle $v_{<}$ stellt die Änderungsgeschwindigkeit der Rillenauslenkung (bezogen auf den Plattendrehwinkel) dar.
Nun ist die Schnelle aber sowohl der Frequenz als auch der Auslenkung proportional. Das bedeutet, daß sie bei frequenzunabhängiger Auslenkung linear mit der Frequenz ansteigt, oder umgekehrt, wenn mit einer zur Frequenz umgekehrt proportionalen Auslenkung gearbeitet wird, sie frequenzunabhängig wird. Der Schneidfrequenzgang setzt sich aus verschiedenen Anteilen zusammen:

a) aus Teilen konstanter Schnelle,

b) aus Teilen konstanter Auslenkung und

c) aus Übergängen zwischen a) und b).

Zur Kennzeichnung von Schneidfrequenzgängen durch Zahlen hat man zwei Möglichkeiten. Dies ist einmal die Angabe der Grenzen an den Übergängen oder zum anderen die der Zeitkonstanten, wobei der Zusammenhang zwischen beiden über die Kreisfrequenz ω gegeben ist. Man bedient sich dabei meist beider Angaben, jedoch wird hier recht willkürlich verfahren.
Bei der Bemessung der Entzerrungsglieder sind nun die Angaben des Schneidfrequenzganges von Bedeutung, nämlich für die Grenzfrequenz einer RC-Schaltung, die dann gegeben ist, wenn der Betrag des kapazitiven Widerstandes gleich dem ohmschen ist.

$$R = \left|\frac{1}{j\omega \cdot C}\right|$$

Daraus ergibt sich, daß

$$\omega = \frac{1}{R \cdot C} = \frac{1}{\tau}$$

ist, wobei $R \cdot C = \tau$ die Zeitkonstante darstellt.
Ein nach diesen Überlegungen aufgebauter Vierpol hätte dann, auf frequenzabhängige Spannungsteiler umgezeichnet, den in Bild 3 gezeigten Aufbau, dessen Dimensionierung im folgenden kurz erklärt werden soll:
Um die Schaltung hochohmig zu machen, wurde R_1 mit 100 kΩ angenommen, was bei einer Dämpfung von etwa 30 dB R_2 mit 3 kΩ von selbst festlegt.
Der Schneidfrequenzgang mit der Zeitkonstante 318 µs wird bei einer Übergangsfrequenz von f = 500 Hz erreicht.

$$\omega = \frac{1}{\tau}; \quad \omega = 2 \cdot \pi \cdot f$$

$$f = \frac{1}{2\pi\tau}$$

Die Zeitkonstante ist der Kehrwert der in MHz ausgedrückten Kreisfrequenz. C_1 errechnet sich nun nach der bereits bekannten Gleichung

$$C_1 = \frac{1}{\omega \cdot R_2}.$$

Die Zahlenwerte eingesetzt, ergibt:

$$C_1 = \frac{10^{-6}}{3,14 \cdot 3} \approx 0,1\,\mu F$$

d. h., daß bei der Frequenz f = 500 Hz $R_{C_1} \approx R_2$ ist.

Nach gleicher Überlegung wird C_2 gefunden. Für 50 µs ergibt sich nach der Gleichung

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \tau}$$

eine Frequenz von f = 3,2 kHz.
Bei dieser Frequenz muß nun

$$\left|\frac{1}{j\omega \cdot C_2}\right| = R_2$$

sein; das ergibt einen Wert von etwa 16 nF.

Fest steht aber, daß erst die Messung am fertigen Gerät die endgültigen Werte festlegt. Unter Berücksichtigung der vorangegangenen Überlegungen kann man für jede beliebige Art von Schneidkennlinien die Werte für den entzerrenden Vierpol recht einfach bestimmen.
So erhält man für die CCIR-Schneidkennlinie den in Bild 4 wiedergegebenen Vierpol (Übergangsfrequenzen 320 Hz, 3,2 kHz).
Die in diesem Kapitel dargestellten einfachen mathematischen Betrachtungen sind für den Praktiker allerdings erst dann von Interesse, wenn er selbst ganz bestimmte Frequenzgänge entzerren will. Der Vollständigkeit willen ließ sich aber nicht darauf verzichten.

Vorschläge für das Prinzip eines Entzerrers

Von Interesse wären zunächst die Daten einiger zur Verfügung stehenden Abtastsysteme.

Die Firma Neumann, Berlin gibt für ihren Abtaster DST 138 folgende technische Daten in einem Prospekt an:

Frequenzbereich:	30 ··· 15 000 Hz ± 2 dB
Empfindlichkeit:	$0,15 \frac{mV}{cm}$
Übersprechdämpfung:	25 dB
Quellwiderstand:	18 Ω
Rückstellkraft:	$3 \cdot 10^{-2} \frac{p}{\mu m}$
Auflagegewicht:	6,5 p
Gewicht:	30 p
Spannungsabgabe:	1 mV bei 1 kHz

Der VEB Funkwerk Zittau gibt in Anlehnung an DIN 45538, Vorlage Juni 1959, folgende technische Daten an:

Frequenzbereich:	50 ··· 12 000 Hz
Abweichungen an den Grenzen:	< 5 dB
Empfindlichkeit:	$> \frac{0,7\ mV}{cm}$ (eff.)
Innenwiderstand:	200 Ω ± 10 % bei 1 kHz
Übersprechdämpfung:	a) bei 1000 Hz > 20 dB b) bei 12 kHz > 12 dB (kleinster Wert)

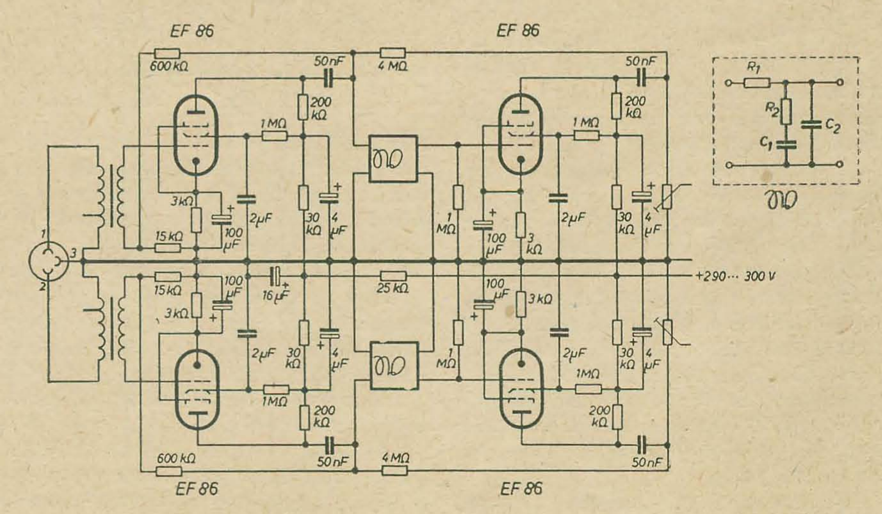


Bild 5: Prinzipschaltbild für Stereoplatten-Entzerrer

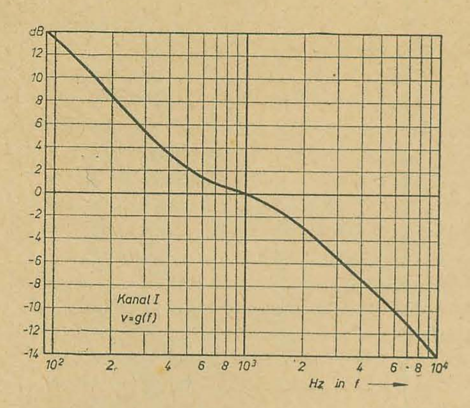


Bild 6: Frequenzgang für den Entzerrer im Bild 5 (Kanal I)

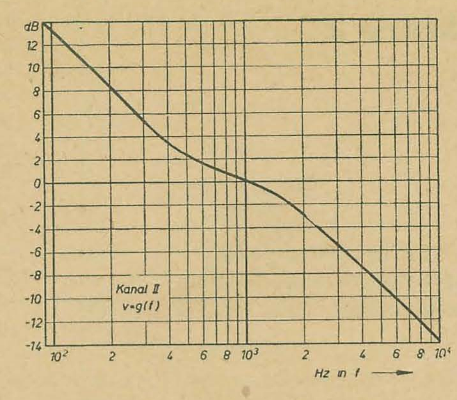
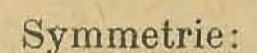


Bild 7: Frequenzgang für den Entzerrer im Bild 5 (Kanal II)



Symmetrie:	(Abweichung innerhalb des Übertragungsbereiches) < 3 dB
Rückstellkraft:	$5 \frac{p}{\mu m}$
Betriebsmäßige Auflagekraft:	6 ± 1 p
max. Auslenkung:	$\pm 80\ \mu m$

Einen Entzerrer für den genannten Neumann-Abtaster zeigt für nicht übermäßig große Ansprüche Bild 5. Hier wurde ein Widerstandsverstärker mit nachgeschaltetem Vierpolfilter 𝔚 verwendet. Die Verstärkung der beiden Stufen ist so ausgelegt, daß sie die nicht geringe Grunddämpfung des Vierpols überwindet und eine zusätzliche Verstärkung von etwa 45 dB gewährleistet.

Der niederohmige Neumann-Abtaster (1 mV an 18 Ω) setzt die Verwendung eines Eingangsübertragers voraus, der einmal die Quelle nicht belasten und zum anderen von der nachfolgenden Röhrenstufe nicht oder nur unwesentlich belastet werden darf. Es mußte also eine Schaltung angewendet werden, die trotz wirksamer Gegenkopplung den Innenwiderstand der ersten Röhre EF 86 nicht unangenehm verändert.

Die Gegenkopplung, die zur Stabilisierung des Entzerrers und zur Verringerung des Klirrfaktors recht wirksam gestaltet werden mußte, wurde als Spannungsgegenkopplung von der Anode zum Gitter bzw. zur Anode ausgelegt. In der Art der Schaltung unterscheiden sich die Stufen nur unwesentlich. Auffällig ist der Aufwand in den den Frequenzgang beeinflussenden Gliedern, wie es bei C_{g_2}, C_k und C_g (Koppelkondensator) der Fall ist. Diese Maßnahmen sind nötig, um die untere Grenzfrequenz f_u recht tief zu legen; denn eine derart wirksame Gegenkopplung (etwa 10 dB pro Stufe) erfordert eine Erweiterung des Frequenzbereiches nach oben und unten (Phasengänge), wobei die Erweiterung zur tieferen Grenzfrequenz den größeren Aufwand erfordert.

Dieser Aufwand ist auch bei den Siebmitteln sichtbar. Die Anhebung der Tiefen setzt hier eine besondere Aufmerksamkeit voraus, um Fremd- und ganz besonders Brummspannungen in den vorgegebenen Grenzen zu halten.

Der schaltungstechnische Aufbau muß so ausgeführt werden, daß ein Übersprechen zwischen den Kanälen unmöglich ist. Die verwendete Röhre EF 86 ist in der Lage, die an sie in dieser Schaltung gestellten Anforderungen durchaus zu erfüllen, wobei sie auch im Hinblick auf die Standardisierung hinreichende Chancen auf Bestand hat.

Mit der im Bild 5 dargestellten Schaltungsanordnung wurden durchaus gute Ergebnisse erzielt, wie aus den angegebenen technischen Daten ersichtlich ist:

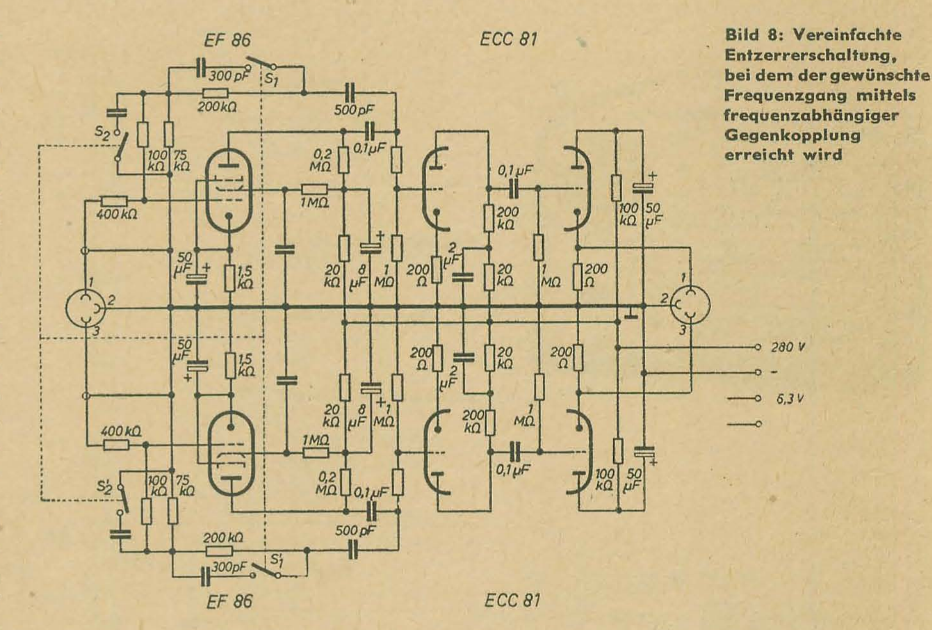


Bild 8: Vereinfachte Entzerrerschaltung, bei dem der gewünschte Frequenzgang mittels frequenzabhängiger Gegenkopplung erreicht wird

Frequenzgang:	siehe Bilder 6 und 7
Übersprechdämpfung:	37,5 dB (bei 1000 Hz)
Fremdspannung:	—60 dB (am Ausgang einer nachgeschalteten Endstufe mit v = 20 dB)
Klirrfaktor:	< 1% (bei 1000 Hz)
max. Verstärkung:	etwa 55 dB

Natürlich wäre einiges eleganter zu lösen gewesen. Man hätte mit Transistoren arbeiten können, auch wären für Pegelreglung und Gegenkopplung sinnvollere Methoden zu finden gewesen, doch gibt es auch Gründe, die für die gewählte Anordnung sprechen.

Eine andere Möglichkeit der Entzerrung, die allerdings mehr für den Amateur gedacht ist, zeigt Bild 8. Hier wird die Entzerrung durch eine frequenzabhängige Gegenkopplung erreicht, die mit den Schaltern S_1 und S_2 wahlweise verändert werden kann.

Höhenabsenkung:	S_1 geschlossen, S_2 offen
Höhen ab 1 kHz lin.:	S_1 offen, S_2 offen
Höhen ab 1 kHz angehoben:	S_1 offen, S_2 geschlossen

Natürlich erreicht man mit dieser Schaltung keine getreue spiegelbildliche Entzerrung der einzelnen Schneidkennlinien. Für den Amateur aber ergibt sich die Möglichkeit, ohne besonderes Augenmerk auf die Impedanz des Abtastsystems durch Variation des Frequenzganges auch Platten mit veralteten Schneidfrequenzgängen (natürlich mit Einschränkungen) abspielen zu können. Der entzerrenden Eingangsstufe ist eine Triode als Verstärker und eine weitere in Anodenbasisschaltung zur Impedanzwandlung nachgeschaltet. Dies hat besonders bei Verwendung längerer Leitungen wesentliche Vorteile. Allerdings könnte die letzte Stufe, die naturgemäß eine Verstärkung von v < 1 hat, auch wegfallen, was einen Verstärkungsgewinn und die Einsparung einer Röhre zur Folge hätte. Doch das bleibt der individuellen Entscheidung des jeweiligen Amateurs vorbehalten.

Literatur

Prof. Dr.-Ing. W. Reichardt: Grundlagen der Elektroakustik; Akademische Verlagsgesellschaft Geest & Portig K.-G., Leipzig 1954

H. Redlich und H.-J. Klemp, Teldec: Stereofonische Aufzeichnung auf Schallplatten; Funktechnik 11 (1958)

Stereofonische Aufnahme und Wiedergabe von Schall; Funktechnik 11 (1958)

H. Brauns: TM 60 — ein Magnettongerät für Stereo-Aufnahme und Wiedergabe; Funktechnik 10 (1959)

Ein Stereo-Plattenspieler mit Studioqualität, Funktechnik 5 (1960)

F. Bergtold: Schneidfrequenzgänge; Funktechnik 8 (1957)

Lothar Taudt: Forderungen an elektroakustische Übertragungsanlagen; Bild und Ton 5 (1957)

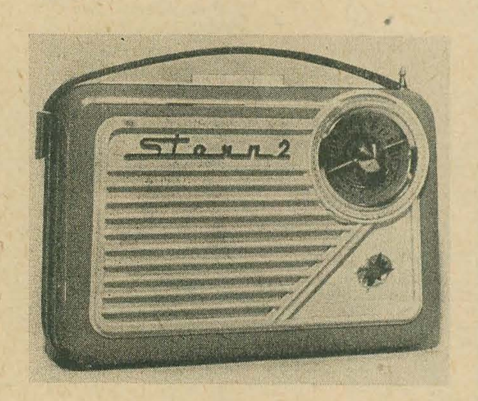
Transistor-Koffergerät „Stern 2"

Ing. ROLAND LOCHSCHMIDT
Mitteilung aus dem VEB Stern-Radio Rochlitz

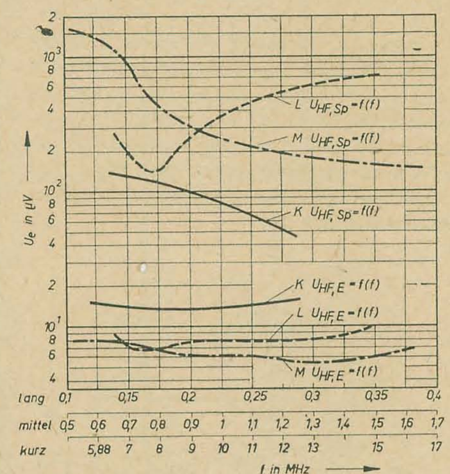
Das Koffergerät „Stern 2" ist eine Weiterentwicklung des „Stern 1" [siehe radio und fernsehen 4 (1959) S. 118 ··· 120]. Während im „Stern 1" nur der NF-Teil mit Transistoren ausgerüstet war, ist im neuen Gerät der ZF- und HF-Teil ebenfalls mit Transistoren bestückt.

Allgemeine Beschreibung

Im NF-Teil wurden gegenüber dem Vorläufertyp die Transistoren OC 71 durch den Transistor OC 812 als Vorverstärker und den Transistor OC 811 als Treiber ersetzt. Die Endstufe wird z. Z. noch mit 2-OC 72 bestückt. Eine Umstellung auf 2-OC 821 erfolgt noch in diesem Jahre. Der Temperaturverlauf der Endstufe wurde durch einen NTC-Widerstand verbessert.



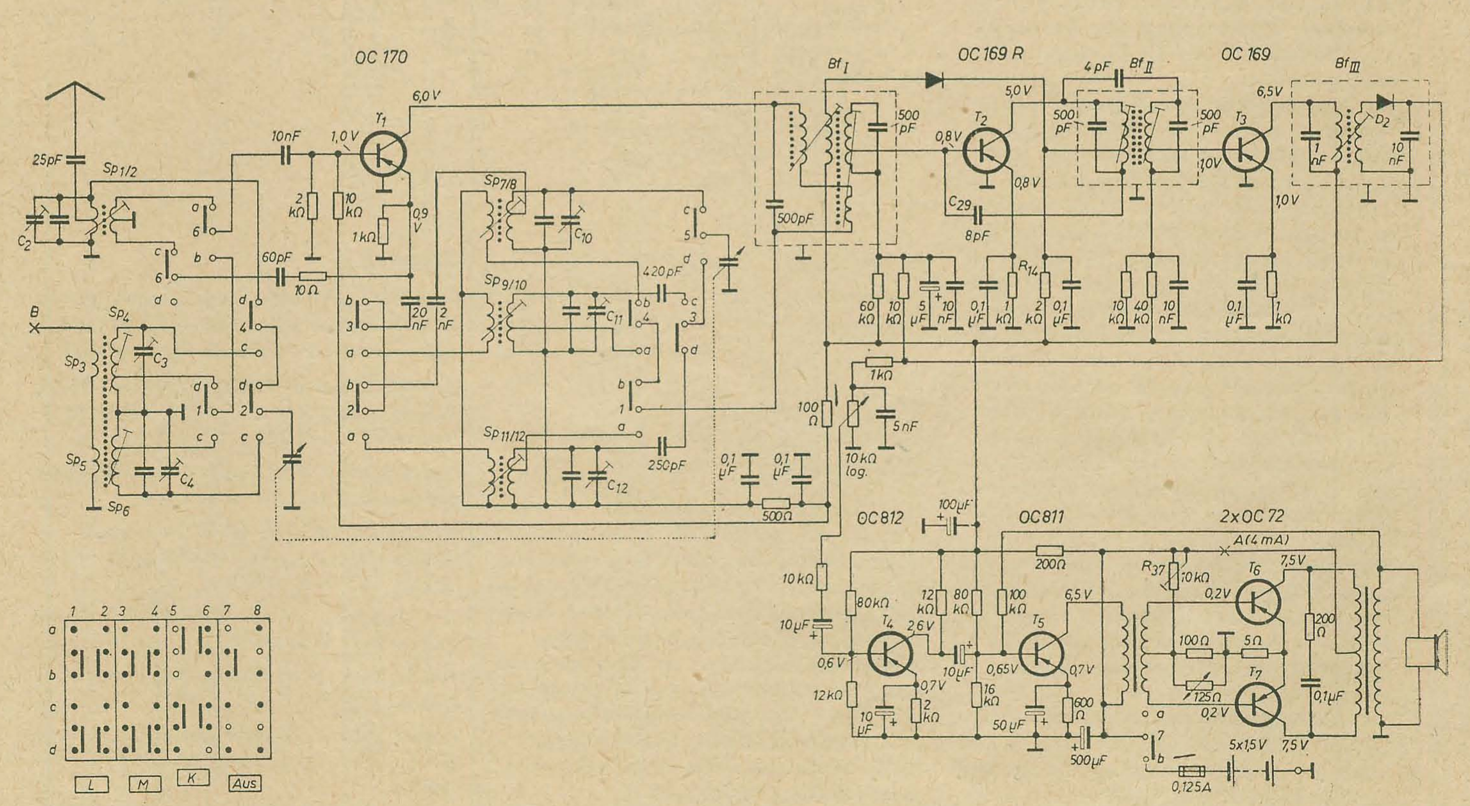
◀ Vorderansicht des „Stern 2"



Empfindlichkeitskurven

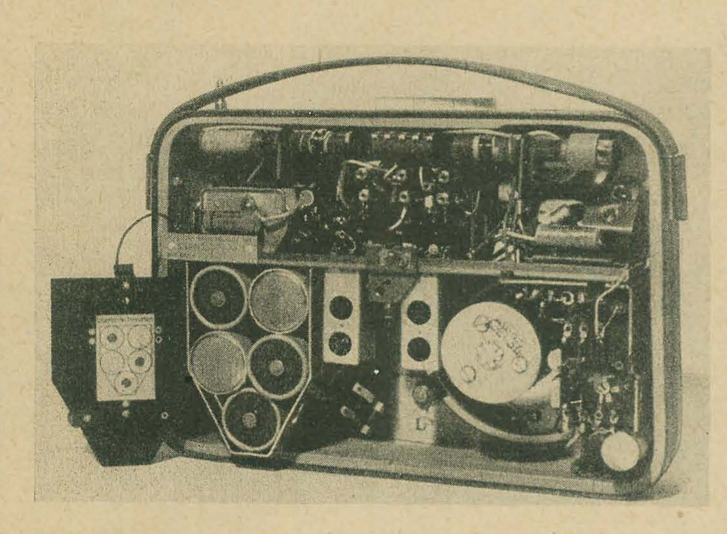
Der HF- und ZF-Teil ist mit den Transistoren OC 170, OC 169 R und OC 169 bestückt. Das Gerät besitzt sieben Kreise, wovon zwei abstimmbar und fünf fest sind. Die ZF wurde auf 473 kHz gelegt. Der Transistor OC 170 arbeitet als selbstschwingende Mischstufe. Die Umschaltung der drei Wellenbereiche K, M und L erfolgt durch einen Tastenschalter. Auf Mittel- und Langwelle besitzt das Gerät eine eingebaute Ferritantenne. Für den Kurzwellenempfang ist die Teleskopantenne herauszuziehen. Auf Grund von Exportwünschen wurde der Kurzwellenbereich erweitert (5,75 bis 12,5 MHz). Die Einstellung der Sender erfolgt durch eine Kreisskala bei einer Übersetzung auf den Drehko von 1:4. Die Empfindlichkeitswerte der einzelnen Bereiche gehen aus den Meßkurven hervor. Die nachfolgende ZF-Stufe ist mit dem Transistor OC 169 R bestückt. Dieser Transistor bewirkt eine bessere Regelung gegenüber dem Normaltyp. Zum Schutz des Gerätes vor großen Feldstärken wurde eine Diode OA 625 vorgesehen. Der Kollektorstrom des Transistors OC 169 R bewirkt an R_{14} einen Spannungsabfall, dadurch erhält die Diode eine geringe Vorspannung. Bei größeren Feldstärken wird infolge der Regelung die Grundspannung der Diode herabgesetzt, zum anderen steigt die an der Diode liegende HF-Spannung, dadurch wird die Diode in einer Halbwelle der HF durchlässig und bedämpft über die Hilfswicklung die Primärwicklung des Bandfilters Bf_I. Um eine genügende Schwingsicherheit zu erhalten, wurde diese ZF-Stufe mit einem Kondensator von 8 pF neutralisiert. Bei der letzten ZF-Stufe ist eine Neutralisation nicht notwendig, da die Bedämpfung durch den Demodulator in Verbindung mit dem niedrigen Eingangswiderstand des NF-Teiles groß genug ist. Die Demodulation wird mit der Diode D_2 (OA 625) vorgenommen, gleichzeitig liefert sie die für die ZF-Stufe OC 169 R benötigte Regelspannung.

Schaltbild des „Stern 2" ▼

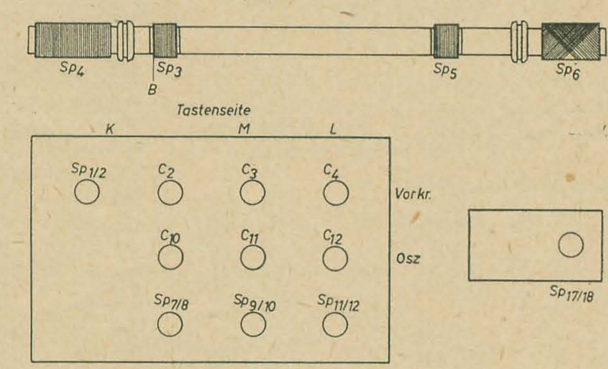


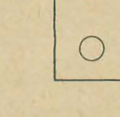
Die Betriebsspannung des Gerätes wird durch fünf in Reihe geschaltete Monozellen erzeugt. Die Betriebsdauer beträgt bei mittlerer Lautstärke für Zellen mit Beleuchtungscharakteristik etwa 150 Stunden und für Zellen mit Heizcharakteristik etwa 200 Stunden. Auf Grund der hohen Betriebszeit und geringen Betriebskosten konnte auf Akku-Betrieb und des dazugehörigen Netz- und Ladegerätes verzichtet werden.

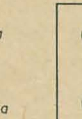
Die Inbetriebnahme des Gerätes erfolgt durch Drücken der jeweiligen Bereichstaste, zum Ausschalten muß die markierte „Aus"-Taste gedrückt werden.

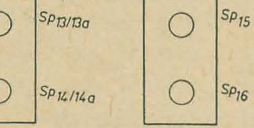


Innenansicht des „Stern 2"



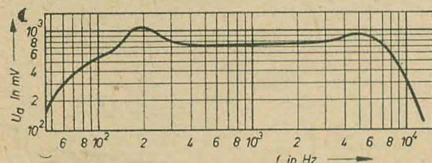


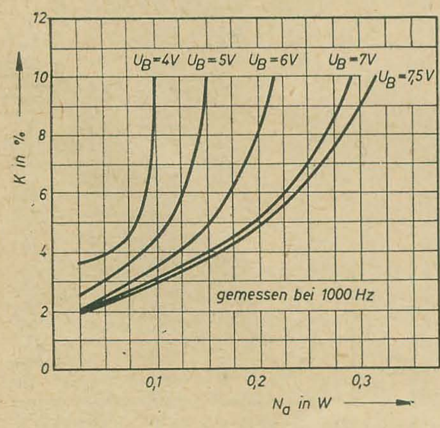




Abgleichplan für „Stern 2" ▶

▼ Niederfrequenzgang





Klirrfaktorkurven

Abgleichvorschrift

A. Einstellung des Kollektorruhestromes

Im Meßpunkt „A" muß bei einer Spannung von 7,5 V ein Strom von 4 mA fließen. Dieser Wert ist mit dem Einstellregler (R_{37}, 10 kΩ) am NF-Teil einzustellen.

B. Abgleich der Zwischenfrequenzkreise (473 kHz)

1. Die M-Taste des Empfängers ist zu drücken und auf 1600 kHz einzustellen.

2. Ein Ausgangsspannungsmesser mit einem Endausschlag von 1,5 V ist an den Lautsprecher anzuschließen.

3. Meßsender mit 473 kHz (moduliertes Signal) über einen Kondensator von 0,1 μF an die Basis von T_1 legen und die einzelnen Kreise, ausgehend vom Filter I, auf maximalen Ausschlag am Ausgangsspannungsmesser abgleichen.

C. Abgleich der Oszillator- und Vorkreise

1. Ausgangsspannungsmesser wie unter B. 2 anschließen.

2. Sender bei M und L am Punkt B am Ferritstab über 300 Ω anschließen. Bei K-Sender über 300 Ω an Teleskopantenne anschließen.

3. Abgleichpunkte

		Oszillator	Vorkreis
L	150 kHz	$Sp_{11}/_{12}$	Sp_4
	300 kHz	C_{12}	C_4
M	600 kHz	$Sp_9/_{10}$	Sp_4
	1400 kHz	C_{11}	C_3
K	6 MHz	$Sp_7/_8$	$Sp_1/_2$
	8 MHz	C_{10}	C_2

Technische Daten

Stromart: Batterie
Wellenbereiche:
K 5,75 ··· 12,55 MHz (52,1 ··· 23,9 m)
M 520 ··· 1620 kHz (577 ··· 185 m)
L 140 ··· 350 kHz (2143 ··· 857 m)
durch Drucktasten bedienbar
Transistorbestückung:
T_1 Mischstufe OC 170
T_2 ZF-Verstärker OC 169 R
T_3 ZF-Verstärker OC 169
T_4 NF-Vorstufe OC 812
T_5 Treiberstufe OC 811
T_6, T_7 Gegentaktendstufe 2-OC 72
Dioden: D_1 OA 625
D_2 OA 625 Demodulation
Schaltung: Superhet
Zahl der Kreise: 7, davon 2 abstimmbar
Zwischenfrequenz: 473 kHz
Ausgangsleistung: 250 mW (Klirrfaktor ≦ 10%)
Lautsprecher: L 2357 P (Z = 3,6 Ω/2 VA)
Antrieb: Planetenantrieb 1 : 4 (unmittelbar auf den Drehko wirkend)
Empfangsantenne:
Für Lang- und Mittelwelle eingebaut, bei Kurzwellenempfang ist die Teleskopantenne herausziehen
Betriebsspannung:
7,5 V (5 × 1,5 V Monozellen in Heizzellenausführung)
Stromaufnahme: etwa 12 mA (ohne Signal)
Gehäuseabmessungen: Breite 270 mm
Höhe 180 mm
Tiefe 90 mm
Gewicht: etwa 2,8 kp mit Monozellen
Gehäuse: Holzgehäuse mit Kunststoffbezug

Meßwerte

NF-Teil

NF-Empfindlichkeit:
≦ 5 mV (f = 1000 Hz, N_a = 50 mW)
Klirrfaktor:
≦ 10% (f = 1000 Hz, N_a = 250 mW)
Lautstärkeregler auf!

ZF-Teil

ZF-Empfindlichkeit (473 kHz):
etwa 5 μV (Basis OC 170 über 0,1 μF)
etwa 100 μV (Basis OC 169 R, T_2 über 0,1 μF)
etwa 2,5 mV (Basis OC 169, T_3 über 0,1 μF)
gemessen bei einer Ausgangsleistung von 50 mW
ZF-Bandbreite: 3 ··· 4,5 kHz
ZF-Selektion: ≧ 1 : 30

HF-Teil

Empfindlichkeiten:
L: ≦ 30 μV (30% Mod.)
M: ≦ 30 μV (30% Mod.)
K: ≦ 50 μV (30% Mod.)
gemessen bei einer Ausgangsleistung von 50 mW
L und M an Meßspule
K an Teleskopantenne gemessen
Sämtliche Meßwerte beziehen sich auf eine Betriebsspannung von 7,5 V

Modulationsvorgänge bei Eintakt-, Gegentakt- und Ringmodulatoren

Ing. HORST FREY

Dieser Beitrag befaßt sich mit der mathematischen Betrachtung des Modulationsvorganges bei Eintakt-, Gegentakt- und Doppelgegentaktmodulatoren (Ringmodulator), also mit der Amplitudenmodulation. Diese Modulation kann nur an einer nichtlinearen Kennlinie, also an einem nichtlinearen Schaltelement (Röhre; Gleichrichter) erfolgen. Bei Verwendung von linearen Kennlinien (Widerstände; Luftspulen) entstehen nur Additionen der beiden angelegten Schwingungen, was einer Überlagerung entspricht.

Die Eintaktmodulation

Die allgemeine Gleichung der Kennlinie eines Gleichrichters lautet:

$$i = f(u) = k_0 + k_1 u + k_2 u^2 + k_3 u^3 + \cdots k_n u^n. \qquad (2)$$

Für die folgenden Ausführungen wird die Gleichung nach dem quadratischen Glied abgebrochen, also:

$$i = f(u) = k_0 + k_1 u + k_2 u^2. \qquad (3)$$

Es zeigt sich bei der mathematischen Betrachtung, daß bei Anlegen von zwei Schwingungen mit unterschiedlichen Frequenzen ($\omega_T \neq \omega_m$) an einen Gleichrichter mit einem Kennlinienverlauf nach (3) eine modulierte Schwingung entsteht.
Die beiden Schwingungen mit den Frequenzen ω_m (Modulationsfrequenz) und ω_T (Trägerfrequenz) sind:

$$u_1 = U_1 \cdot \cos \omega_T t \qquad (4)$$

und

$$u_2 = U_2 \cdot \cos \omega_m t. \qquad (5)$$

Die Addition ergibt:

$$u_1 + u_2 = U_1 \cdot \cos \omega_T t + U_2 \cdot \cos \omega_m t. \qquad (6)$$

Somit wird der entstehende Strom nach (3):

$$\begin{aligned} i = f(u) = k_0 &+ k_1 \cdot U_1 \cdot \cos \omega_T t + k_1 \cdot U_2 \cdot \cos \omega_m t \\ &+ k_2 \cdot U_1^2 \cdot \cos^2 \omega_T t + 2 \cdot k_2 \cdot U_1 \cdot U_2 \cos \omega_T t \cos \omega_m t \\ &+ k_2 \cdot U_2^2 \cdot \cos^2 \omega_m t. \end{aligned} \qquad (7)$$

Mit den Additionstheoremen

$$\cos^2 \alpha = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\alpha \qquad (8)$$

und

$$\cos \alpha \cos \beta = \frac{1}{2} \cos (\alpha + \beta) + \frac{1}{2} \cos (\alpha - \beta) \qquad (9)$$

läßt sich Gleichung (7) weiter verändern:

$$\begin{aligned} i = f(u) = k_0 &+ \frac{k_2}{2} (U_1^2 + U_2^2) && \text{Gleichstromanteil} \\ &+ k_1 \cdot U_1 \cdot \cos \omega_T t + k \cdot U_2 \cdot \cos \omega_m t && \text{Eingangsfrequenzen} \\ &+ k_2 \cdot \frac{1}{2} \cdot U_1^2 \cdot \cos 2 \omega_T t + k_2 \cdot \frac{1}{2} \cdot U_2^2 \cos 2 \omega_m t && \text{Oberwellen} \quad (10) \\ &+ k_2 \cdot U_1 \cdot U_2 [\cos (\omega_T + \omega_m) t + \cos (\omega_T - \omega_m) t]. && \text{Summen- und Differenzfrequenzen} \end{aligned}$$

Gleichung (10) zeigt, daß eine Modulation vorliegt, und zwar durch die beiden Seitenbandfrequenzen $\omega_T \pm \omega_m$. Außerdem sind noch die Eingangsfrequenzen ω_T und ω_m, deren Oberwellen und der Gleichstromanteil vorhanden.
Bild 1 zeigt das Ausgangsspektrum des Eintaktmodulators.

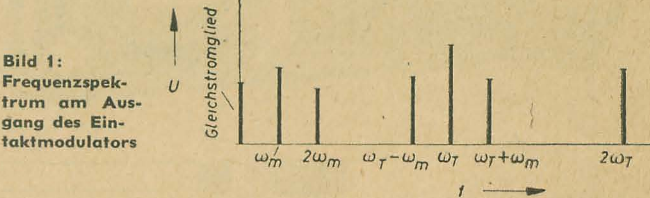


Bild 1: Frequenzspektrum am Ausgang des Eintaktmodulators

Der Gegentaktmodulator

Bild 2 zeigt das Schaltbild eines Gegentaktmodulators. Die Berechnung ist die gleiche wie beim Eintaktmodulator, nur das hierbei zwei Kennlinien vorhanden sind, und daß man weiterhin die Ströme im Ausgangskreis wegen ihrer Gegenphasigkeit subtrahieren muß. Aus Bild 2 lassen sich die Spannungen

$$u_1 = U_2 \cdot \cos \omega_T t + U_1 \cdot \cos \omega_m t$$

und $\qquad (11)$

$$u_2 = U_2 \cdot \cos \omega_T t - U_1 \cdot \cos \omega_m t$$

entnehmen. Die beiden Gleichrichter weisen den bekannten Kennlinienverlauf entsprechend den Gleichungen

$$i_1 = k_0 + k_1 \cdot u_1 + k_2 \cdot u_1^2$$

und $\qquad (12)$

$$i_2 = k_0 + k_1 \cdot u_2 + k_2 \cdot u_2^2$$

auf. Setzt man die Spannungen aus (11) in (12) ein, so ergeben sich:

$$\begin{aligned} i_1 = k_0 &+ k_1 \cdot U_2 \cdot \cos \omega_T t + k_1 \cdot U_1 \cdot \cos \omega_m t \\ &+ k_2 \cdot U_2^2 \cos^2 \omega_T t + 2 \cdot k_2 \cdot U_1 \cdot U_2 \cdot \cos \omega_T t \cdot \cos \omega_m t \\ &+ k_2 \cdot U_1^2 \cdot \cos^2 \omega_m t \end{aligned} \qquad (13)$$

und

$$\begin{aligned} i_2 = k_0 &+ k_1 \cdot U_2 \cdot \cos \omega_T t - k_1 \cdot U_1 \cdot \cos \omega_m t \\ &+ k_2 \cdot U_2^2 \cdot \cos^2 \omega_T t - 2 \cdot k_2 \cdot U_1 \cdot U_2 \cdot \cos \omega_T t \cdot \cos \omega_m t \\ &+ k_2 \cdot U_1^2 \cdot \cos^2 \omega_m t. \end{aligned} \qquad (14)$$

Die Addition der beiden Ströme im Ausgangskreis ergibt:

$$i = i_1 - i_2 = 2 \cdot k_1 \cdot U_1 \cdot \cos \omega_m t + 4 \cdot k_2 \cdot U_1 \cdot U_2 \cdot \cos \omega_T t \cdot \cos \omega_m t. \qquad (15)$$

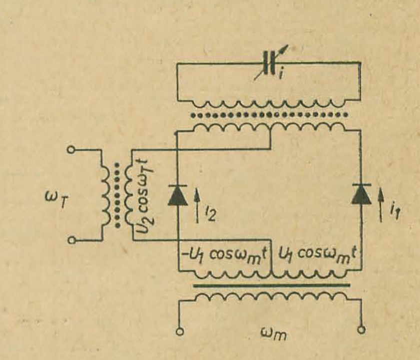


Bild 2: Gegentaktmodulator

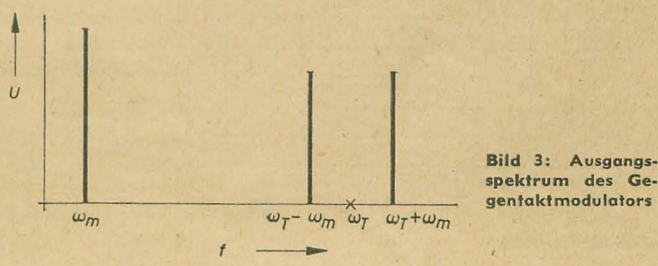


Bild 3: Ausgangsspektrum des Gegentaktmodulators

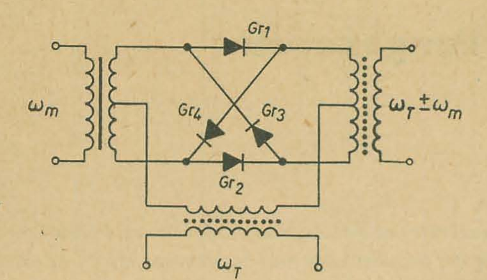


Bild 4: Ringmodulatorschaltung

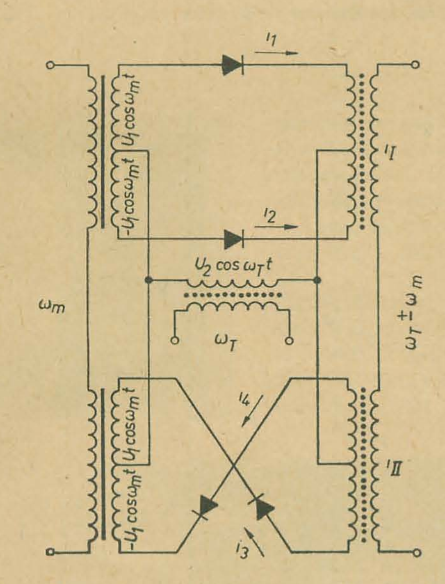


Bild 5: Auseinandergezogene Ringmodulatorschaltung

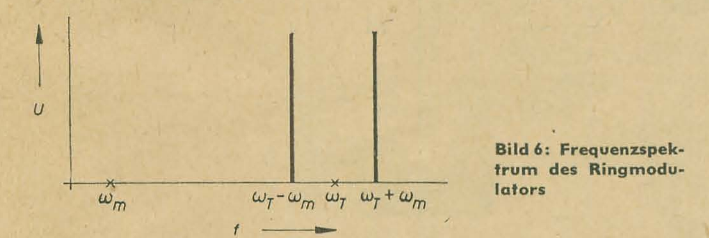


Bild 6: Frequenzspektrum des Ringmodulators

Nach Umwandlung mittels Additionstheorem (8) erhält man:

$$i = 2 \cdot k_1 \cdot U_1 \cos \omega_m t \qquad (16)$$
$$+ 2 \cdot k_2 \cdot U_1 \cdot U_2 \cdot \cos(\omega_T + \omega_m)t + 2 \cdot k_2 \cdot U_1 \cdot U_2 \cdot \cos(\omega_T - \omega_m)t.$$

Auch hierin zeigt sich durch die beiden Seitenbandfrequenzen, daß eine Modulation vorliegt. Wesentlich und interessant ist noch, daß die Trägerfrequenz ω_T im Ausgangskreis des Modulators nicht mehr vorhanden ist. Werden die beiden Eingänge im Modulator vertauscht, so wird die Modulationsfrequenz ω_m kompensiert. Das Ausgangsspektrum zeigt Bild 3.

Der Ringmodulator

Sollen beide Eingangsfrequenzen, also Träger- und Modulationsfrequenz kompensiert werden, so wendet man den Doppelgegentakt- oder Ringmodulator an. Bei diesem wirken zwei Gegentaktmodulatoren gegeneinander, wie aus den Bildern 4 und 5 zu erkennen ist.
Die im Ringmodulator vorhandenen Ströme der Gleichrichter haben den bekannten Kennlinienverlauf:

$$\begin{aligned} i_1 &= f(u) = k_0 + k_1 \cdot u_1 + k_2 \cdot u_1^2 + \cdots, \\ i_2 &= f(u) = k_0 + k_1 \cdot u_2 + k_2 \cdot u_2^2 + \cdots, \qquad (17) \\ i_3 &= f(u) = k_0 + k_1 \cdot u_3 + k_2 \cdot u_3^2 + \cdots, \\ i_4 &= f(u) = k_0 + k_1 \cdot u_4 + k_2 \cdot u_4^2 + \cdots. \end{aligned}$$

Durch die gegenphasige Schaltung der Gleichrichter 3 und 4 gegenüber den Gleichrichtern 1 und 2 wirkt die Trägerschwingung ω_T mit entsprechender Phasenrichtung auf die Gleichrichter ein.

Die sich ergebenden Spannungen sind demzufolge:

$$\begin{aligned} u_1 &= U_2 \cdot \cos \omega_T t + U_1 \cdot \cos \omega_m t, \\ u_2 &= U_2 \cdot \cos \omega_T t - U_1 \cdot \cos \omega_m t, \qquad (18) \\ u_3 &= -U_2 \cdot \cos \omega_T t - U_1 \cdot \cos \omega_m t, \\ u_4 &= -U_2 \cdot \cos \omega_T t + U_1 \cdot \cos \omega_m t. \end{aligned}$$

Aus (17) und (18) ergibt sich:

$$\begin{aligned} i_1 = k_0 &+ k_1 \cdot U_2 \cdot \cos \omega_T t + k_1 \cdot U_1 \cdot \cos \omega_m t \\ &+ k_2 \cdot U_2^2 \cdot \cos^2 \omega_T t + 2 \cdot k_2 \cdot U_1 \cdot U_2 \cdot \cos \omega_T t \cdot \cos \omega_m t \\ &+ k_2 \cdot U_1^2 \cdot \cos^2 \omega_m t, \\ i_2 = k_0 &+ k_1 \cdot U_2 \cdot \cos \omega_T t - k_1 \cdot U_1 \cdot \cos \omega_m t \\ &+ k_2 \cdot U_2^2 \cdot \cos^2 \omega_T t - 2 \cdot k_2 \cdot U_1 \cdot U_2 \cdot \cos \omega_T t \cdot \cos \omega_m t \\ &+ k_2 \cdot U_1^2 \cdot \cos^2 \omega_m t, \qquad (19) \\ i_3 = k_0 &- k_1 \cdot U_2 \cdot \cos \omega_T t - k_1 \cdot U_1 \cdot \cos \omega_m t \\ &+ k_2 \cdot U_2^2 \cdot \cos^2 \omega_T t + 2 k_2 \cdot U_1 \cdot U_2 \cdot \cos \omega_T t \cdot \cos \omega_m t \\ &+ k_2 \cdot U_1^2 \cdot \cos^2 \omega_m t, \\ i_4 = k_0 &- k_1 \cdot U_2 \cdot \cos \omega_T t + k_1 \cdot U_1 \cdot \cos \omega_m t \\ &+ k_2 \cdot U_2^2 \cdot \cos \omega_T t - 2 \cdot k_2 \cdot U_1 \cdot U_2 \cdot \cos \omega_T t \cdot \cos \omega_m t \\ &+ k_2 \cdot U_1^2 \cdot \cos^2 \omega_m t. \end{aligned}$$

Hieraus ergeben sich die beiden Teilströme i_I und i_{II}:

$$\begin{aligned} i_I &= i_1 - i_2 = 2 \cdot k_1 \cdot U_1 \cdot \cos \omega_m t \\ &\quad + 4 \cdot k_2 \cdot U_1 \cdot U_2 \cdot \cos \omega_T t \cdot \cos \omega_m t, \qquad (20) \\ i_{II} &= i_3 - i_4 = -2 \cdot k_1 \cdot U_1 \cdot \cos \omega_m t \\ &\quad + 4 \cdot k_2 \cdot U_1 \cdot U_2 \cdot \cos \omega_T t \cdot \cos \omega_m t. \end{aligned}$$

Die Restströme i_I und i_{II} besitzen also die umgekehrte Richtung (durch 180° Phasendrehung im Ausgangsübertrager) wie die Ströme i_1 und i_3. Da die letzteren gleichsinnige Wirkungen haben, muß also der Strom im Ausgangskreis der Gleichung

$$i = i_I + i_{II}$$

entsprechen. Also ist:

$$i = i_I + i_{II} = 8 \cdot k_2 \cdot U_1 \cdot U_2 \cdot \cos \omega_T t \cdot \cos \omega_m t \qquad (21)$$

und mit dem Additionstheorem (9)

$$i = 4 \cdot k_2 \cdot U_1 \cdot U_2 \cdot \cos(\omega_T + \omega_m)t + 4 \cdot k_2 \cdot U_1 \cdot U_2 \cdot \cos(\omega_T - \omega_m)t. \qquad (22)$$

Aus dieser Gleichung ist zu erkennen, daß am Modulatorausgang nur noch die beiden Seitenbandfrequenzen $\omega_T \pm \omega_m$ auftreten; die Eingangsfrequenzen sind kompensiert. Bild 6 zeigt das Frequenzspektrum des Ringmodulators.

Zusammenfassung

Aus diesem Beitrag ist zu erkennen, daß bei Verwendung des Gegentakt- oder Ringmodulators eine bzw. beide Eingangsfrequenzen kompensiert werden. Dadurch fallen sämtliche Filtereinrichtungen weg, die bei der Eintaktmodulation unbedingt erforderlich sind.
Abschließend sei betont, daß die Kennlinie eines Gleichrichters nur bis zum quadratischem Glied betrachtet wurde. Bei Beachtung weiterer Glieder ergeben sich selbstverständlich weit mehr Mischprodukte als im Beitrag angeführt sind.

Literatur

F. Vilbig: Lehrbuch der Hochfrequenztechnik, 2. Band; Akademische Verlagsgesellschaft Geest & Portig K.-G. Leipzig

C. Rint: Handbuch für Hochfrequenz und Elektrotechniker; Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GMBH

Dipl.-Ing. Raschkowitsch: Phasenwinkelmodulation; Fachbuchverlag GMBH Leipzig

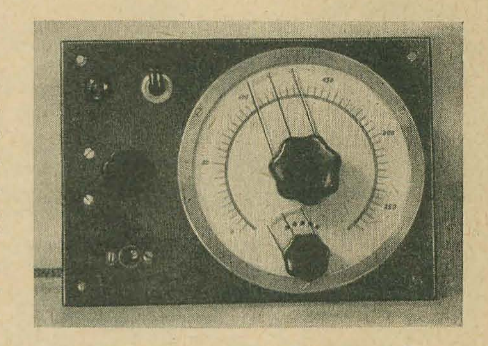
Bauanleitung für einen Rechteckwellengenerator

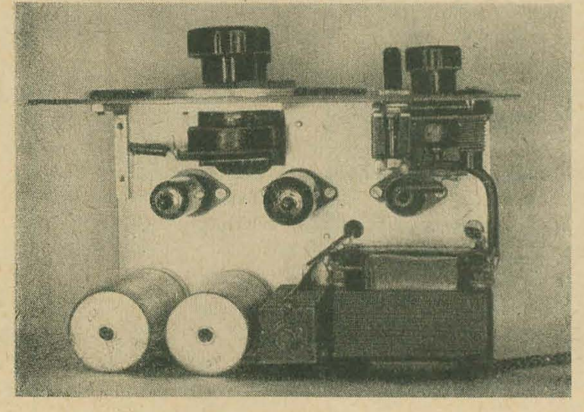
JOACHIM HERRFURTH

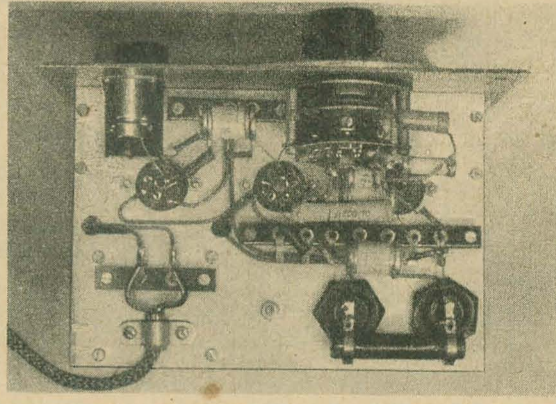
In der Praxis geht man immer mehr dazu über, Verstärker und einzelne Baugruppen der verschiedensten Geräte mit Rechteckimpulsen zu überprüfen. Aus der Formveränderung des Impulses kann man nach einiger Erfahrung deren Eigenschaften ohne weiteres erkennen. Im folgenden wird ein verhältnismäßig einfach aufzubauender Rechteckwellengenerator beschrieben, der bezüglich der Kurvenform und Frequenzgenauigkeit für den Amateur vollkommen ausreicht.

Der nachfolgend beschriebene Generator besitzt zur Erzeugung der Rechteckimpulse für die Frequenzen von $50 \cdots 100 \cdot 10^3$ Hz einen katodengekoppelten Multivibrator mit der Röhre ECC 91. Über derartige Schaltungen wurde in der Literatur schon viel geschrieben [3], so daß darauf nicht näher eingegangen zu werden braucht. Die Frequenz wird grob mit den Kondensatoren $C_1 \cdots C_5$ und fein mit dem Potentiometer P_1 geregelt. Die Ausgangsspannung dieser Stufe entspricht noch nicht der Idealform. Es folgt daher eine Begrenzerstufe mit der Röhre EF 80. Hier werden die Spitzen der Kurven weggeschnitten, wodurch eine bessere Rechteckform entsteht. Um einen möglichst niederohmigen Ausgang zu erreichen, was zur Übertragung der steilen Flanken erforderlich ist, folgt eine Anodenbasisstufe, bestückt mit der Röhre EC 92, an derem Gitter noch eine weitere Begrenzung erfolgt. Der Arbeitswiderstand ist hierbei regelbar ausgebildet (P_2), wodurch eine Regelung der Ausgangsspannung von 0 bis zum Maximalwert möglich ist. Der Innenwiderstand des Generators ist dadurch natürlich nicht konstant, sondern liegt je nach Reglerstellung zwischen 0 und etwa 1 kΩ. Sollte dies für besondere Messungen von Nachteil sein, so muß nach diesem Regler noch eine weitere Anodenbasisstufe nachgeschaltet werden. Auf einen Koppelkondensator am Ausgang wurde verzichtet, da dieser zur einwandfreien Übertragung niedriger Frequenzen sehr groß sein müßte. Es steht also am Ausgang bei vollaufgedrehtem Regler noch eine Gleichspannung von 2 V. Dies kann bei besonderen Messungen durch Vorschalten eines Kondensators außerhalb des Gerätes vermieden werden.

Der Aufbau des Gerätes ist nicht besonders kritisch. Es ist auf kapazitätsarme Verdrahtung zu achten, um die steilen Flanken bei hohen Frequenzen einwandfrei zu übertragen. Als Koppelkondensatoren sollen nur Sikatropkondensatoren verwendet werden. Sollten jedoch MP-Kondensatoren in Metallgehäusen verwendet werden, so ist es zweckmäßig, das Chassis aus Hartpapier anzufertigen, um hohe Massekapazitäten zu vermeiden. Die Koppelkondensatoren zwischen den einzelnen Stufen dürfen nicht kleiner als angegeben gewählt werden, da sonst tiefe Frequenzen nicht mehr einwandfrei übertragen werden; das bedeutet, daß sich eine größere Dachschräge bei niedrigen Frequenzen ergibt. Die Siebkondensatoren im Netzteil sind mit 2 × 50 uF reichlich bemessen, um Verformungen der Rechteckkurve durch überlagerte Wechselspannung zu vermeiden. Auf eine Stabilisierung der Heiz- und Anodenspannung konnte verzichtet werden. Die Abhängigkeit der Frequenz von der Netzspannung im untersten und obersten Frequenzbereich geht aus Bild 7 hervor. Die Abweichung vom eingestellten Sollwert ist nicht sehr groß, sie beträgt für ± 10% Netzspannungsänderung etwa 3%.







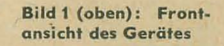


Bild 1 (oben): Frontansicht des Gerätes

Bild 2 (links): Aufbau des Chassis

Bild 3 (rechts): Verdrahtung

Eichung des Gerätes

Vor der Eichung überzeugt man sich von der

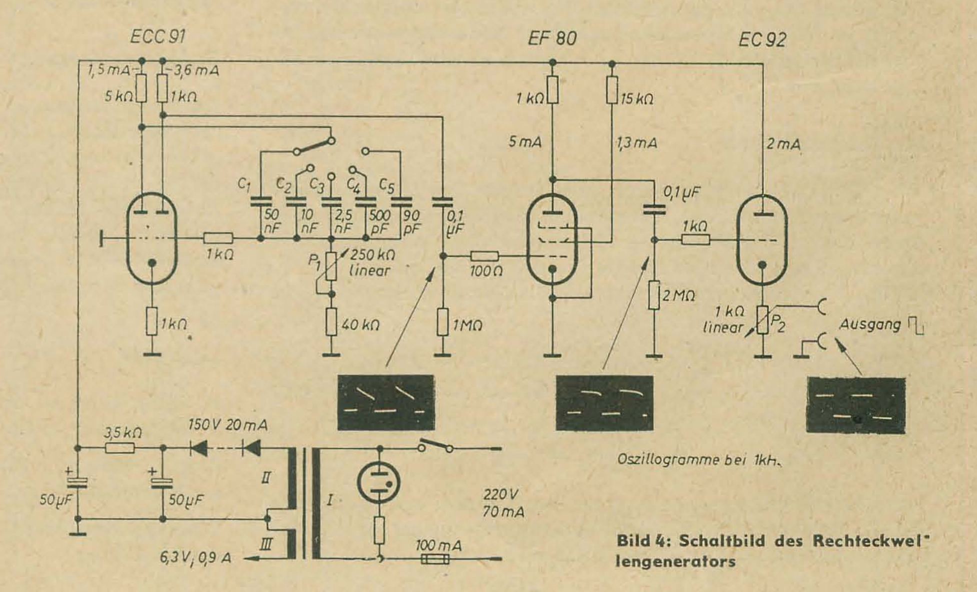
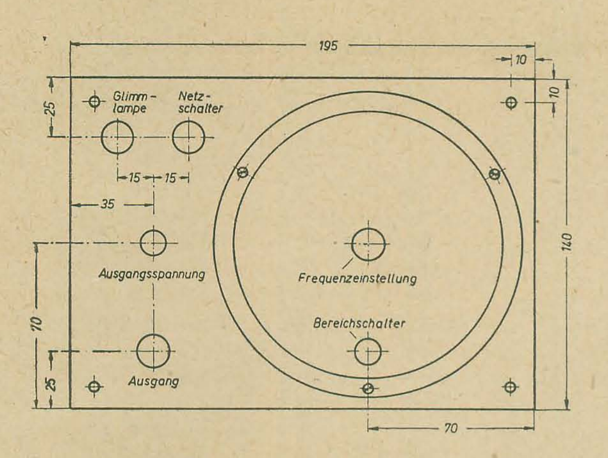


Bild 4: Schaltbild des Rechteckwellengenerators



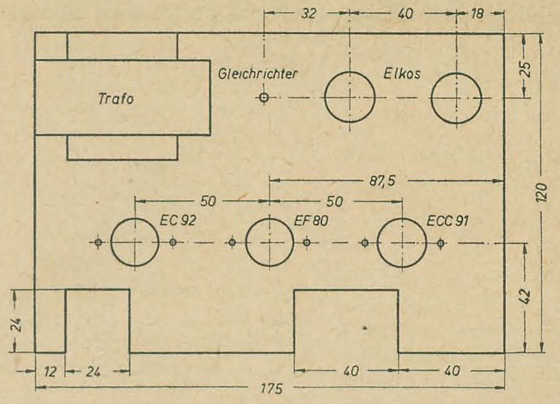
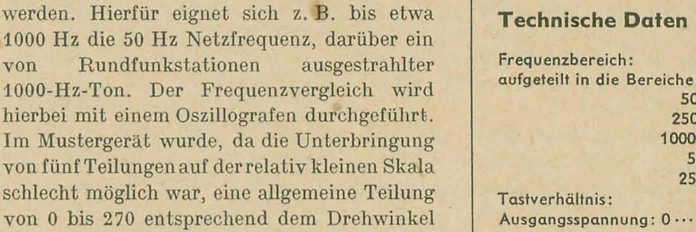


Bild 5 (links): Maße der Frontplatte

Bild 6 (rechts): Maße des Chassis

einwandfreien Kurvenform am Ausgang des Gerätes bei allen Frequenzen. Dies ist nur mit Hilfe eines Oszillografen möglich. Hierauf wird eine grobe Frequenzbestimmung, am besten mit einem direktanzeigenden Frequenzmesser oder aber durch Vergleich der Ausgangsspannung mit der Frequenz eines Tongenerators mittels Oszillografen durchgeführt. Der Reihenwiderstand zum Potentiometer P_1 wird so eingestellt, daß sich ein Frequenz-Variationsbereich von etwa 1:5 in jedem Bereich ergibt. Die richtigen Frequenzen der einzelnen Bereiche werden nun durch Versuche mit verschiedenen Kondensatoren $C_1 \cdots C_5$ ermittelt. Stimmen die Frequenzen in den einzelnen Bereichen mit den angegebenen überein, kann man die eigentliche Eichung durchführen. Zweckmäßig ist es hierbei, vorher die Bauteile durch mehrstündigen Betrieb des Gerätes etwas zu altern. Die Frequenzmessung kann nun mit einem direktanzeigenden NF-Frequenzmesser, besser aber durch Vergleich mit Normalfrequenzen durchgeführt werden. Hierfür eignet sich z. B. bis etwa 1000 Hz die 50 Hz Netzfrequenz, darüber ein von Rundfunkstationen ausgestrahlter 1000-Hz-Ton. Der Frequenzvergleich wird hierbei mit einem Oszillografen durchgeführt. Im Mustergerät wurde, da die Unterbringung von fünf Teilungen auf der relativ kleinen Skala schlecht möglich war, eine allgemeine Teilung von 0 bis 270 entsprechend dem Drehwinkel des Potentiometers angebracht. Um die jeweils eingestellte Frequenz ermitteln zu können, wurden fünf verschiedene Eichkurven gezeichnet.



Technische Daten

Frequenzbereich: 50 ··· 100 kHz
aufgeteilt in die Bereiche:
50 Hz ··· 300 Hz
250 Hz ··· 1300 Hz
1000 Hz ··· 5,5 kHz
5 kHz ··· 26 kHz
25 kHz ··· 100 kHz
Tastverhältnis: 1 : 1
Ausgangsspannung: 0 ··· 4 V_{ss} stetig regelbar
Innenwiderstand: 0 ··· 1 kΩ je nach Reglerstellung
Leistungsaufnahme: 15 VA

Wickeldaten des Netztransformators
Kern M 65
I 1870 Wdg. 0,2 CuL
II 1400 Wdg. 0,10 CuL
III 60 Wdg. 0,7 CuL

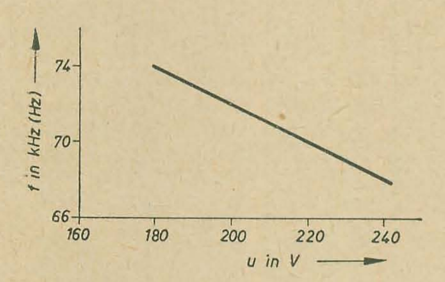


Bild 7: Abhängigkeit der Frequenz von der Netzspannung

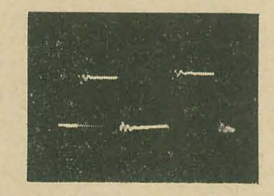


Bild 8: Rechteckimpuls von 10 kHz nach Durchlaufen eines Verstärkers mit Schwingneigung

Praktisches Arbeiten mit dem Gerät

Wie schon erwähnt, benutzt man Rechteckimpulse u. a. zur Überprüfung von NF-Verstärkern. Die Impulse werden hierbei auf den Eingang des Gerätes gegeben und die Ausgangsspannung mit einem Oszillografen sichtbar gemacht. An den Oszillografen ist hierbei die Forderung zu stellen, daß er ein genügend breites Frequenzband einwandfrei überträgt. Es muß z. B. zur Abbildung von Rechteckimpulsen mit einer Frequenz von 50 Hz die untere Grenzfrequenz des Oszillografen bei etwa 2 Hz liegen. Die Dachschräge beträgt hierbei 1 %. Sollen Rechteckimpulse von 100 kHz einwandfrei wiedergegeben werden, so muß die obere Grenzfrequenz etwa 10 MHz betragen. Man kann also nach einiger Erfahrung den Frequenzverlauf eines Verstärkers einwandfrei beurteilen, ohne die genaue Durchlaßkurve aufnehmen zu müssen. Vor allem werden bei diesem Verfahren irgendwelche Schwingneigungen ohne weiteres sichtbar, die sich sonst kaum erkennen lassen (Bild 8). Eine weitere besonders vorteilhafte Anwendung von Rechteckimpulsen ergibt sich bei der Kompensation von ohmschen Spannungsteilern. Bei höheren Frequenzen tritt durch den induktiven Anteil der ohmschen Widerstände und durch die kapazitive Belastung des Teilers (Verdrahtungskapazitäten) eine stärkere Dämpfung als für niedrige Frequenzen auf. Soll nun ein derartiger Teiler für einen großen Frequenzbereich ein konstantes Teilungsverhältnis aufweisen, so muß der Einfluß dieser Streukapazitäten durch parallel zum Teiler gelegte Kondensatoren kompensiert werden. Eine derartige Kompensation ist sehr zeitraubend, da das Teilverhältnis praktisch Punkt für Punkt in Abhängigkeit von der Frequenz aufgenommen werden muß. Wird nun eine Überprüfung des Teilers mit Rechteckimpulsen durchgeführt, so erkennt man einwandfrei den Einfluß der Kompensationskapazität und kann diese nach dem Verlauf der Ausgangsimpulse richtig bemessen. Der Einfluß dieser Kapazität ist aus den Bildern 9a bis c zu ersehen.

Natürlich gibt es für einen Rechteckwellengenerator noch ein sehr großes Anwendungsgebiet [2], jedoch sollten die beiden angeführten Beispiele den Amateur mit den Grundlagen dieses Prüfverfahrens und mit seinem neuen Gerät vertraut machen.

a) b) c)

Bild 9: Einfluß der Kompensationskapazität (bei 10 kHz) a) Kompensationskapazität zu klein, b) Kompensationskapazität zu groß, c) richtige Kompensation

Literatur

[1] Joachim Herrfurth: Ein einfacher Rechteckwellengenerator; radio und fernsehen 20 (1959) S. 649

[2] Erwin Voss: Rechteckwellengenerator; radio und fernsehen 10 (1956) S. 286

[3] Dipl.-Phys. Hans-Joachim Fischer: Radartechnik; Fachbuchverlag Leipzig (1956)

Die Stabilisierung der Röhrenheizung mit einem Eisenwasserstoff-Widerstand

WALTER SCHULDT

Allgemeines

Für bestimmte Röhrenschaltungen, insbesondere für Oszillatoren und Reaktanzstufen in Meßgeräten, wird eine möglichst konstante Heizleistung verlangt, damit Netzspannungsschwankungen die Röhrenkennwerte nicht nennenswert beeinflussen. Eine solche Stabilisierung bietet in einfacher Weise der Eisenwasserstoff-Widerstand, im folgenden kurz EW genannt. Er wird mit dem Verbraucher in Reihe geschaltet und hält durch seinen stromempfindlichen Widerstand die Verbraucherleistung in dem gewünschten Maße konstant. In den folgenden Ausführungen soll der Verbraucher entweder aus einem einzelnen Heizfaden bestehen oder eine Parallelschaltung mehrerer Heizfäden darstellen. Es handelt sich in jedem Falle um Röhren mit vorgegebener Nennspannung. Ein derartiges Stabilisierungsschema zeigt Bild 1. Dieser Kreis kann grundsätzlich mit Gleichspannung oder Wechselspannung gespeist werden, weil die thermische Trägheit des EW groß ist gegen die Periodendauer einer 50-Hz-Schwingung. Berücksichtigt man, daß der Strom in diesem Kreis nur geringe Abweichungen aufweisen wird und daher ein nahezu konstanter Spannungsabfall am Innenwiderstand R_i der Spannungsquelle E zu erwarten ist, so kann man R_i unberücksichtigt lassen und für unsere weiteren Betrachtungen die Speisespannung U_{Tr} zugrunde legen. Der Eisenwiderstand R_{Fe} befindet sich zwecks günstiger Wärmeableitung in einem mit Wasserstoff gefüllten Glas-

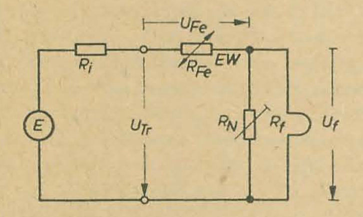


Bild 1: Prinzipschema einer Stromregelung mit einem Eisenwasserstoff-Widerstand

kolben, der gleichzeitig den Draht vor Oxydation schützt. Um seine Aufgabe als Regelorgan erfüllen zu können, muß der EW einen genügend großen Anteil am Gesamtwiderstand des Kreises aufweisen. Der Widerstand R_N soll die Differenz zwischen dem Heizfadenstrom und dem Nennstrom des EW aufnehmen. Er ist im Verhältnis zu den Heizfäden der Röhren hochohmig.

Nach anschließenden Ausführungen über die Belastbarkeit des EW sollen in weiteren Abschnitten dessen jeweils günstigste Nennspannung festgelegt und Gleichungen zur Bestimmung des zu erwartenden Stabilisierungsgrades erarbeitet werden. Als Grundlage benutzt man hierzu die Stromspannungs-Kennlinien der beiden Elemente, die nicht dem Ohmschen Gesetz folgen, nämlich die der Röhren-Heizwendel und des EW. Um allgemeingültige Formeln zu erhalten, wird nach Möglichkeit mit bezogenen Größen gerechnet.

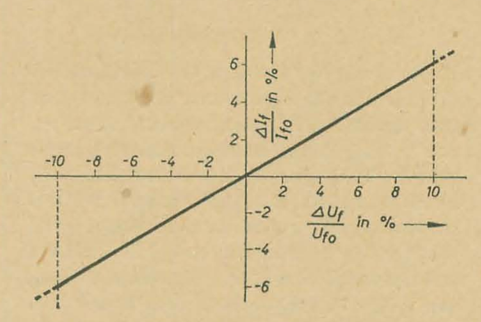


Bild 2: Relative Stromspannungs-Kennlinie eines Röhren-Heizfadens im Arbeitsbereich

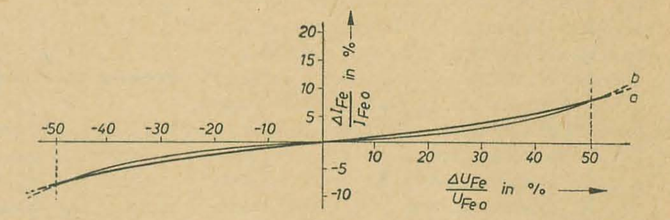


Bild 3: Relative Stromspannungs-Kennlinie eines Eisenwasserstoff-Widerstandes im Arbeitsbereich

Belastbarkeit des Eisenwasserstoff-Widerstandes

Die Festigkeit des Eisendrahtes ist verhältnismäßig gering. Bei Zimmertemperatur liegt seine Streckgrenze zwischen 10 kp · mm^{-2} und 14 kp · mm^{-2}. Die Eisendrahtwendel verträgt daher im Vergleich zu den Heizfäden der Röhren nur geringe Erschütterungen, und es tritt bei thermischer Überlastung schnell eine bleibende Verformung auf. Um die mechanische Belastung möglichst niedrig zu halten, darf die Eisendrahtwendel nur in senkrechter Lage betrieben werden. Die Gefahr eines unsachgemäßen Einbaues besteht vor allem bei den für kleine Ströme und einen niedrigen Spannungsbereich gefertigten EW, die mit Messerleisten versehen sind. Schließlich ist die mechanische Festigkeit dieses Elementes noch abhängig von der Länge der Wendel und dem Querschnitt des Eisendrahtes. Man versucht daher, mit einer möglichst niedrigen Nennspannung auszukommen und eventuell einen größeren Nennstrom durch Zusammenfassen einzelner Heizkreise zu erhalten. Es sei hier vorausgeschickt, daß diese beiden Nennwerte des Regelorgans in der Mitte seines Regelbereiches liegen.

Zur Begrenzung der thermischen Belastung schreiben die Hersteller vor, daß der EW nicht über seinen Arbeitsbereich hinaus betrieben werden soll, sonst verliert er durch bleibende Verformung der Wendel seine Regeleigenschaft und wirkt in der Schaltung ungünstiger als eine direkte Speisung der Heizfäden. Genügend lange Lebensdauer und Funktionsfähigkeit des EW sind daher nur gewährleistet, wenn dieses Bauelement nicht überlastet wird. Voraussetzung ist natürlich auch, daß sich die thermische Belastung von vornherein möglichst gleichmäßig auf die gesamte Länge der Wendel verteilt. Die Wendel muß also geometrisch gleichmäßig ausfallen und in ihrem Gefüge sehr homogen sein.

Stromspannungs-Kennlinie der Röhren-Heizfäden

Wie experimentell leicht zu ermitteln ist, gilt im normalen Arbeitsbereich der Röhren für den stationären Zustand die lineare Beziehung

$$\frac{\Delta I_f}{I_{fo}} = a_1 \cdot \frac{\Delta U_f}{U_{fo}}. \qquad (1)$$

Hierin bedeuten I_{fo} und U_{fo} die jeweiligen Nennwerte der Heizwendel, während a_1 den konstanten Proportionalitätsfaktor der Kennlinie darstellt, der nach Röhreninformationen im allgemeinen nicht mehr als 0,6 beträgt. Für diesen Faktor kann man also allgemein schreiben

$$a_1 = \tan \alpha_1 = \frac{\Delta I_f}{I_{fo}} \cdot \frac{U_{fo}}{\Delta U_f} = 0{,}6 = \text{const}, \qquad (2)$$

wenn man mit α_1, den von der Abszisse und der geraden Kennlinie gebildeten Winkel bezeichnet. Die relative Stromänderung beträgt somit nur 60% der jeweiligen Spannungsänderung, wie es auch aus Bild 2 hervorgeht. Der Faktor $a_1 = 0{,}6$ sagt aus, daß bei einer Änderung der Fadenspannung um ±10% die Heizleistung nur um den Faktor $1{,}1 \cdot 1{,}06 = 1{,}166$ bzw. $0{,}9 \cdot 0{,}94 = 0{,}846$ von ihrem Nennwert abweicht.

Um nun im Heizkreis eine günstige Stromregelung zu erhalten, muß das Regelorgan innerhalb seines Arbeitsbereiches einen Proportionalitätsfaktor a aufweisen, dessen Wert noch wesentlich kleiner als 0,6 ist.

Stromspannungs-Kennlinie des Eisenwasserstoff-Widerstandes

Wie bereits erwähnt, liegen beim EW die Nennspannung U_{Fe_0} und der Nennstrom I_{Fe_0} in der Mitte des Regelbereiches. Dieser erstreckt sich, wie aus Bild 3 hervorgeht, von

$0,5\ U_{Fe_0}$ bis $1,5\ U_{Fe_0}$. Mit diesen Grenzen ist der Regelbereich vom Hersteller vorgegeben, und es gilt hierfür die allgemeine Beziehung

$$\frac{\Delta U_{Fe\,max}}{U_{Fe_0}} = \pm\,0,5. \qquad (3)$$

Der EW ist nun so ausgelegt, daß sich innerhalb seines Arbeitsbereiches der Nennstrom nur um maximal $\pm 8\%$ ändert. Für die Bereichsgrenzen ergibt sich hierdurch eine relative Stromänderung

$$\frac{\Delta I_{Fe\,max}}{I_{Fe_0}} = \pm\,0,08 \qquad (4)$$

und mit (3) ein maximaler Proportionalitätsfaktor

$$a_{2,3\,max} = \frac{\Delta I_{Fe\,max}}{I_{Fe_0}} \cdot \frac{U_{Fe}}{\Delta U_{Fe\,max}} = 0,16. \qquad (5a)$$

Die Stromspannungs-Kennlinie weist im Arbeitsbereich stets einen exponentiellen Charakter auf. Aus Informationsdarstellungen und eigenen Messungen geht hervor, daß die relative Stromänderung bei ungünstig ausfallenden Exemplaren der Kurve a folgt und der allgemeinen Beziehung

$$\frac{\Delta I_{Fe}}{I_{Fe_0}} = \frac{\Delta I_{Fe\,max}}{I_{Fe_0}} \cdot \left(\frac{\Delta U_{Fe}}{\Delta U_{Fe\,max}}\right)^{1,5} = 0,226 \cdot \left(\frac{\Delta U_{Fe}}{U_{Fe_0}}\right)^{1,5} \qquad (6)$$

entspricht. Der jeweilige Proportionalitätsfaktor a_2 läßt sich durch das exponentielle Verhältnis der Aussteuerung zur Grenzbeziehung (3) errechnen, und wir erhalten für die Kurve a allgemein

$$a_2 = 0,226 \cdot \left(\frac{\Delta U_{Fe}}{U_{Fe_0}}\right)^{1,5} \cdot \frac{U_{Fe_0}}{\Delta U_{Fe}} = 0,226 \cdot \left(\frac{\Delta U_{Fe}}{U_{Fe_0}}\right)^{0,5}. \qquad (5b)$$

In vielen Fällen ist allerdings die Stromspannungs-Kennlinie quadratisch und folgt der günstigeren Kurve b. Für diese gilt dann

$$\frac{\Delta I_{Fe}}{I_{Fe_0}} = \frac{\Delta I_{Fe\,max}}{I_{Fe_0}} \cdot \left(\frac{\Delta U_{Fe}}{\Delta U_{Fe\,max}}\right)^{2} = 0,32 \cdot \left(\frac{\Delta U_{Fe}}{U_{Fe_0}}\right)^{2}. \qquad (7)$$

Für die quadratische Kennlinie, d. h. für die Kurve b, ergibt sich entsprechend (5b) ein Proportionalitätsfaktor von

$$a_3 = 0,32 \cdot \left(\frac{\Delta U_{Fe}}{U_{Fe_0}}\right)^{2} \cdot \frac{U_{Fe_0}}{\Delta U_{Fe}} = 0,32 \cdot \frac{\Delta U_{Fe}}{U_{Fe_0}}. \qquad (5c)$$

Im Hinblick auf die praktische Anwendung des EW besagt der exponentielle Verlauf der Kurven a und b, daß mit kleiner werdender Aussteuerung der Steilheitsfaktor a abnimmt und damit die Stabilisierung des Heizkreises immer günstiger wird. Hieraus entsteht dann auch die Forderung, das Regelorgan von seiner Nennspannung aus symmetrisch auszusteuern. Nur so läßt sich in beide Richtungen eine gleichmäßige Stabilisierung erreichen.

Am Schluß dieses Abschnitts sei noch erwähnt, daß der für den Arbeitsbereich charakteristische, besonders flache Verlauf der Stromspannungs-Kennlinie des EW vor allem auf der im Curiepunkt stattfindenden Gefügeumwandlung beruht, die eine zusätzliche Wärmeenergie von 4,8 cal · g^{-1} benötigt. Hieraus ergibt sich dann, daß die günstigste Arbeitstemperatur bei 768 °C liegt, wo der Temperaturkoeffizient des Eisens mit $\alpha = 5,04 \cdot 10^{-2}$ seinen Höchstwert erreicht.

Belastungsspitze bei Schaltvorgängen

Von den im Heizkreis auftretenden nichtstationären Zuständen braucht lediglich der Einschaltvorgang zu interessieren, der allerdings eine besonders hohe Belastung für das Regelorgan darstellt. Kurz nach dem Einschalten des Stromkreises entsteht nämlich eine zusätzliche Abhängigkeit der Spannungsverteilung durch die unterschiedliche Trägheit derjenigen Bauelemente, die nicht dem Ohmschen Gesetz folgen. Durch seine gute Wärmeableitung und seine niedrige Betriebstemperatur ist die Trägheit des EW geringer als die der Röhren-Heizwendel.
Aus diesem Grunde erscheint während des Einschaltvorganges am EW eine Spannungsspitze in dem Augenblick, wo die Spannung am Heizfaden erst 25 ··· 40% ihres Nennwertes erreicht hat. Der ungünstigste Wert von 25% tritt im allgemeinen bei kleinen Strömen auf, wo infolge des geringen Drahtquerschnitts die Trägheit des EW besonders niedrig liegt. Die Messungen im nichtstationären Zustand erstreckten sich über einen Strombereich von 0,3 ··· 1,8 A.
An dieser Stelle sei noch erwähnt, daß beim Durchlaufen eines verhältnismäßig großen Temperaturbereiches während des Einschaltvorganges die Widerstände des EW und des Röhrenfadens etwa im Verhältnis 1:6 ansteigen.

Wahl eines günstigen Regelbereiches für den Eisenwasserstoff-Widerstand

Für die weiteren Berechnungen soll der zeitabhängige Effektivwert der Heizfadenspannung bei der Spitzenbelastung des EW durch einen Faktor b berücksichtigt werden. Außerdem legen wir wieder eine Abweichung der Speisespannung von $\pm 10\%$ zugrunde. Dann kann man das ungünstigste Spannungsverhältnis im nichtstationären Zustand durch die allgemeine Gleichung

$$1,1\ U_{Tr_0} = U_{Fe\,max} + b \cdot U_{f0} \qquad (8a)$$

ausdrücken. Ersetzt man hierin gemäß (3) die Größe $U_{Fe\,max}$ durch $1,5\ U_{Fe_0}$, so ergibt sich die Schreibweise

$$1,1\ U_{Tr_0} = 1,5 \cdot U_{Fe_0} + b \cdot U_{f0} \qquad (8b)$$

und auf den Nennwert der Speisespannung bezogen,

$$U_{Tr_0} = 1,36 \cdot U_{Fe_0} + b \cdot U_{f0}. \qquad (8c)$$

Der Wert für $b \cdot U_{f0}$ bleibt dabei unverändert, weil er nur vom Trägheitsverhältnis der beiden fraglichen Bauelemente abhängt. Die Höhe der Speisespannung und der normale Regelbereich des EW üben praktisch keine nennenswerten Einfluß auf diesen zeitabhängigen Effektivwert aus.
Für den stationären Zustand gilt dagegen:

$$U_{Tr_0} = U_{Fe_0} + U_{f0}. \qquad (9)$$

Durch Gleichsetzen von (8c) und (9) entsteht nach kurzer Zwischenrechnung mit

$$U_{Fe_0} = 2,8 \cdot (1 - b) \cdot U_{f0} \qquad (10a)$$

eine wichtige Dimensionierungsgleichung für die günstigste Größe von U_{Fe_0} in Abhängigkeit von U_{f0}.
Setzt man für große Ströme den Faktor $b = 0,4$ ein, so erhält man in diesem speziellen Fall

$$U_{Fe_0} \approx 1,7 \cdot U_{f0}. \qquad (10b)$$

Bei der Stabilisierung von kleinen Strömen ergibt sich mit $b = 0,25$ eine Nennspannung von

$$U_{Fe_0} \approx 2,1 \cdot U_{f0}. \qquad (10c)$$

Mit den in (10b) und (10c) ermittelten Werten sind die nichtstationären Zustände des Heizkreises und eine zehnprozentige Änderung der Speisespannung berücksichtigt. Diese Werte dürfen auf keinen Fall unterschritten werden, weil sonst der EW während des Einschaltvorganges überlastet wird.
Nach Gleichung (3) entspricht der Regelbereich des EW seiner Nennspannung U_{Fe_0}. Er liegt also günstigenfalls zwischen dem 1,7fachen bis 2,1fachen Nennwert der Heizspannung. Man erkennt außerdem, daß der Regelbereich im wesentlichen durch die nichtstationären Verhältnisse des Heizkreises bestimmt wird.

Stabilisierung des Heizkreises

Nachdem mit der allgemeinen Gleichung (10a) die günstigste Nennspannung und damit auch der günstigste Regelbereich des EW festgelegt wurde, interessiert es nun noch, welchen Stabilisierungsgrad man in dem geregelten Heizkreis erwarten kann. Als solcher soll dabei das Verhältnis

$$s_I = \frac{\Delta I_{f_1}}{I_{f0}} \cdot \frac{I_{f0}}{\Delta I_{f_2}} = \frac{\Delta I_{f_1}}{\Delta I_{f_2}} \qquad (11a)$$

bezeichnet werden, wobei der Index 1 auf den ungeregelten Zustand hinweist und der Index 2 die Verhältnisse im geregelten Heizkreis angibt. Liegt wieder eine zehnprozentige Abweichung der Speisespannung zugrunde, so können wir für $\Delta I_{f_1}/I_{f0}$ den Wert 0,06 einsetzen und erhalten in diesem Normalfall einen Stabilisierungsgrad

$$s_{I_{10}} = 0,06 \cdot \frac{I_{f0}}{\Delta I_{f_2}}. \qquad (11b)$$

Es ist nun noch unsere Aufgabe, den Aussteuerungsbereich des EW für den vorgegebenen Normalfall zu bestimmen, um daraus auf die zu erwartende Stromänderung schließen zu können. Hierfür benutzen wir die Näherung

$$\frac{\Delta U_{Tr}}{U_{Tr_0}} \approx \frac{\Delta U_{Fe}}{\Delta U_{Fe_0} + U_{f0}}, \qquad (12a)$$

die besagt, daß die auftretenden Speisespannungsänderungen im wesentlichen vom EW

aufgefangen werden, wie es auf Grund der unterschiedlichen Proportionalitätsfaktoren von a_1 und a_2 bzw. a_3 zu erwarten ist.
Durch zweckentsprechendes Umformen entsteht aus (12a) der Ausdruck:

$$\frac{\Delta U_{Fe}}{U_{Fe_0}} \approx \frac{\Delta U_{Tr}}{U_{Tr_0}} \cdot \left(1 + \frac{U_{f0}}{U_{Fe_0}}\right). \quad (12b)$$

Mit $\Delta U_{Tr}/U_{Tr0} = 0{,}1$ erhält man bei einem mittleren Regelbereich von $U_{Fe_0} = 2\,U_{f0}$ eine Aussteuerung des EW von

$$\frac{\Delta U_{Fe}}{U_{Fe_0}} = \pm 0{,}15. \quad (12c)$$

Bei dieser Aussteuerung beträgt nach (5b) der Proportionalitätsfaktor

$$a_2 = 0{,}226 \cdot 0{,}15^{0,5} = 0{,}0875,$$

und nach (5c) wird der entsprechende Faktor für die quadratische Kennlinie des EW

$$a_3 = 0{,}32 \cdot 0{,}15 = 0{,}048.$$

Zur Berechnung der zu erwartenden Stromänderungen sollen die Beziehungen (1), (6) bzw. (7) herangezogen werden, die wir auf Grund der für den Reihenkreis gültigen Bedingung

$$\frac{\Delta I_{Fe}}{I_{Fe_0}} = \frac{\Delta I_f}{I_{f0}} \quad (13)$$

gleichsetzen können.
Mit (12c) und (13) ergibt sich dann nach (6) für eine Kennlinie entsprechend der Kurve a im Bild 3 eine relative Stromänderung

$$\frac{\Delta I_{f_2}'}{I_{f0}} = \frac{\Delta I_{Fe}'}{I_{Fe_0}} = 0{,}226 \cdot \left(\frac{\Delta U_{Fe}}{U_{Fe_0}}\right)^{1,5}$$
$$= \pm 0{,}013 \mathrel{\hat{=}} \pm 1{,}3\,\% \quad (14a)$$

und für die quadratische Kennlinie wird nach (7)

$$\frac{\Delta I_{f_2}''}{I_{f0}} = \frac{\Delta I_{Fe}''}{I_{Fe_0}} = 0{,}32 \cdot \left(\frac{\Delta U_{Fe}}{U_{Fe_0}}\right)^2$$
$$= \pm 0{,}0072 \mathrel{\hat{=}} \pm 0{,}72\,\%. \quad (14b)$$

Durch Einsetzen der Werte von (14a) und (14b) in (11b) erhalten wir schließlich einen Stabilisierungsgrad des Heizstromes von

$$s_{I_{10}}' = \frac{0{,}06}{0{,}013} = 4{,}62$$

für die flacher verlaufende Kurve a und einen solchen von

$$s_{I_{10}}'' = \frac{0{,}06}{0{,}0072} = 8{,}33$$

für die quadratische Stromspannungs-Kennlinie des EW.
Auf die Heizleistung bezogen, würde sich bei den prozentual kleinen Strom- und Spannungsänderungen der Stabilisierungsgrad nicht wesentlich ändern. Er genügt durchaus den normalen Ansprüchen, die an die eingangs erwähnten Schaltungen gestellt werden.
Es hat sich gezeigt, daß höchstens 7% der Speisespannungsänderungen in die Heizspannung eingehen, so daß die Näherung (12a) nur einen geringfügigen Fehler hervorruft. Er ist im Vergleich zu den infolge unterschiedlicher Stromspannungs-Kennlinien auftretenden Abweichungen unbedeutend.

Zusammenfassung

Die vorliegende Arbeit behandelt spezielle Fragen der Stromregelung von Heizkreisen mit einem Eisenwasserstoff-Widerstand. Am Anfang wurde auf das Verhalten des Regelorgans bei mechanischer und thermischer Belastung eingegangen. Als Schwerpunkt ist die Bestimmung des Regelbereiches und des Stabilisierungsgrades zu betrachten.
Den Berechnungen liegt eine vorgegebene zehnprozentige Schwankung der Speisespannung als Normalfall zugrunde. Hierbei ist der minimale Regelbereich in Höhe der 1,7- bis 2,1fachen Nennspannung der Heizfäden ziemlich eng begrenzt. Dagegen schwankt der Stabilisierungsgrad zwischen 4,6 und 8,3 und ist in starkem Maße von der unterschiedlich ausfallenden Stromspannungs-Kennlinie des EW abhängig. Bei besonders günstigen Exemplaren kann der Stabilisierungsgrad noch wesentlich höher sein.
Der Regelbereich wird im wesentlichen durch die nichtstationären Verhältnisse beim Einschaltvorgang bestimmt. Wenn bei der Stabilisierung kleiner Ströme, wie allgemein üblich, eine Anzahl Heizfäden direkt gespeist werden, können die niedrigen Kaltwiderstände der direkt gespeisten Heizfäden ein geringes Absinken der Speisespannung bewirken. Praktisch könnte dann der minimale Regelbereich auf den zweifachen Nennwert begrenzt werden.
Bei zu kleinem Regelbereich wird der EW durch Überlastung in kurzer Zeit unbrauchbar. Das Abfangen der Belastungsspitze durch Vorschalten eines Ohmschen Widerstandes, wie es oft propagiert wird, kann seinen Zweck nicht erfüllen, weil diese Maßnahme wegen des nahezu konstanten Stromes einer bleibenden Herabsetzung der Speisespannung entspricht. Damit wird dann die Aussteuerung des EW unsymmetrisch, und die Stabilisierung geht stark zurück.
Der stromstabilisierte Heizkreis erfordert eine etwa zweifache Zusatzleistung für den EW. Er hat jedoch gegenüber einer Spannungsstabilisierung den Vorteil, daß die Belastung der Röhren beim Einschalten infolge der Strombegrenzung klein bleibt, was sich auf die Lebensdauer der Röhren günstig auswirkt.
So hat auch heute noch die einfache Stabilisierung des Heizkreises mit einem Eisenwasserstoff-Widerstand ihre Berechtigung.

Literatur

[1] Daeves: Werkstoff-Handbuch Stahl und Eisen; Düsseldorf 1953

[2] Valvo-Handbuch Spezialröhren 1960

Stabilisierung durch Siliziumwiderstände

Für den Kleinsignalbetrieb eines Transistors ist zur Stabilisierung ein Siliziumwiderstand einfach in den Emitterkreis zu legen. Bei steigender Temperatur verringert sich die Spannung zwischen Basis und Emitter. Der Widerstandswert des Siliziumwiderstandes steigt und läßt damit ebenfalls die Spannung am Emitter ansteigen. Mit einer derartigen Stabilisierung ist der Kollektorstrom in einem Temperaturbereich von —50 °C bis über +100 °C konstant zu halten. Je nach der Dimensionierung ist eine Überkompensation der Temperaturabhängigkeit möglich. Eine weitere Stabilisierungsverbesserung ist möglich, wenn man dem Siliziumwiderstand einen normalen Kohlewiderstand parallel schaltet.
Bei dem Siliziumwiderstand handelt es sich um ein Bauelement, das einen positiven Temperaturkoeffizienten von etwa 0,7%/°C besitzt. Der positive Temperaturkoeffizient entsteht dadurch, daß das verwendete Silizium entsprechend stark dotiert wird, daß es im interessierenden Temperaturbereich von —50 bis +150 °C im Sättigungsgebiet arbeitet. Dies bedeutet, daß die Temperatur groß genug ist, um die Wahrscheinlichkeit für die Ionisierung aller Störatome sehr groß zu machen. Gleichzeitig ist die Wahrscheinlichkeit für den Übergang von Elektronen aus dem Valenzband in das Leitungsband recht klein. Dadurch wird der gewünschte Effekt nicht durch die Eigenleitung gestört. Das bedeutet jedoch, daß die Ladungsträgerzahl im entsprechenden Temperaturbereich im wesentlichen konstant ist, und daß der Widerstand von der Streuung der Elektronen an den Atomen des Gitters bestimmt wird. Dadurch entsteht ein positiver Temperaturkoeffizient, wie er bei metallischen Leitern bekannt ist.
Bei Vorstufen, in denen eine Temperaturkompensation notwendig ist und bei denen mit Rücksicht auf geringes Rauschen mit kleinen Betriebsströmen gearbeitet werden muß, ist für einen Zusatzstrom im Siliziumwiderstand zu sorgen. Man kann diesen durch einen Hilfswiderstand von der Kollektorspannungsquelle zum Emitter des Transistors erzeugen. Grundsätzlich ist eine einfache Stabilisierung mittels entsprechenden Siliziumwiderständen sowohl für den A- als auch für den B-Betrieb des Transistors möglich.

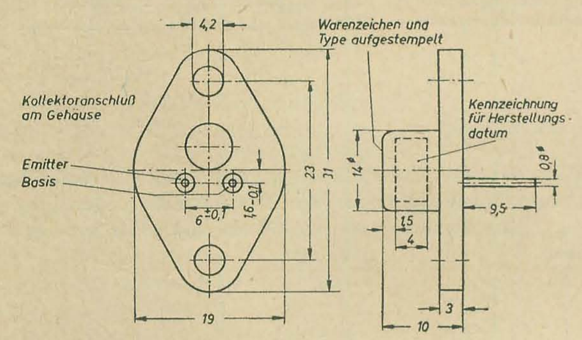
Electronic Engineering, Oktober 1960, S. 624 ··· 629

Dipl.-Ing. HANS-JOACHIM HANISCH

OC 830 Germanium-pnp-Flächentransistor

Aufbau

Emitter- und Basiselektrode sind durch Glasdurchführungen gegen das Gehäuse isoliert. Der Kollektor ist mit dem Gehäuse leitend verbunden. Das System ist durch eine Metallkappe gegen äußere Einflüsse geschützt. Die Anschlüsse sind lötfähig. Für isolierten Einbau werden eine Glimmerscheibe und zwei Befestigungsbuchsen aus Kunststoff mitgeliefert.



Abmessungen

Verwendung

Leistungstransistor für Niederfrequenzverstärker

Kenndaten

Die Kenndaten werden für eine Umgebungstemperatur $T_a = 25\ °C$ angegeben.

Statistische Meßwerte

Kollektorrestrom

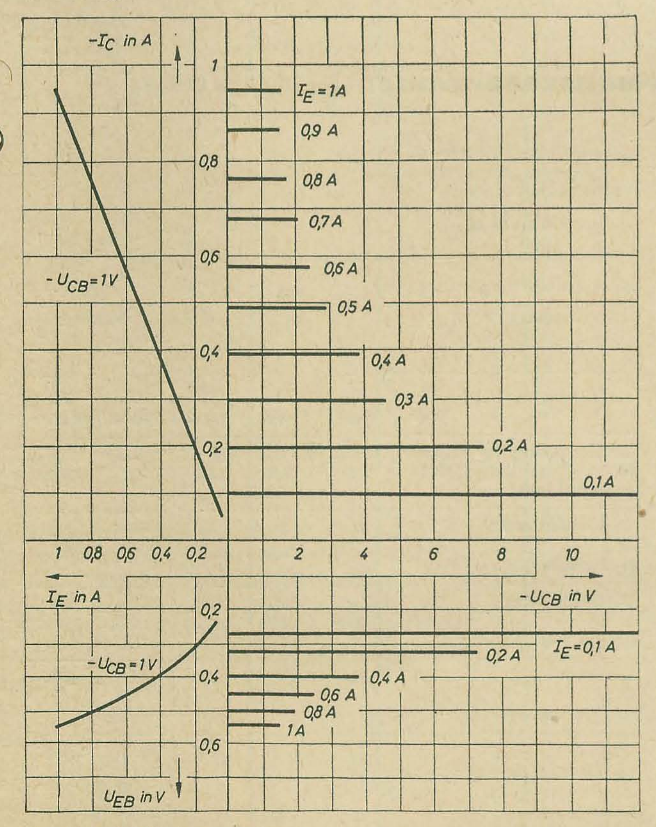
$(-U_{CB} = 6\ V,\ I_E = 0)$	$-I_{CBO}$	$\leqq$	$30\ \mu A$
$(-U_{CE} = 6\ V,\ -I_B = 0)$	$-I_{CEO}$	$\leqq$	$1000\ \mu A$
$(-U_{CE} = 6\ V,\ U_{BE} = 0)$	$-I_{COK}$	$\leqq$	$100\ \mu A$

Kollektorrestspannung

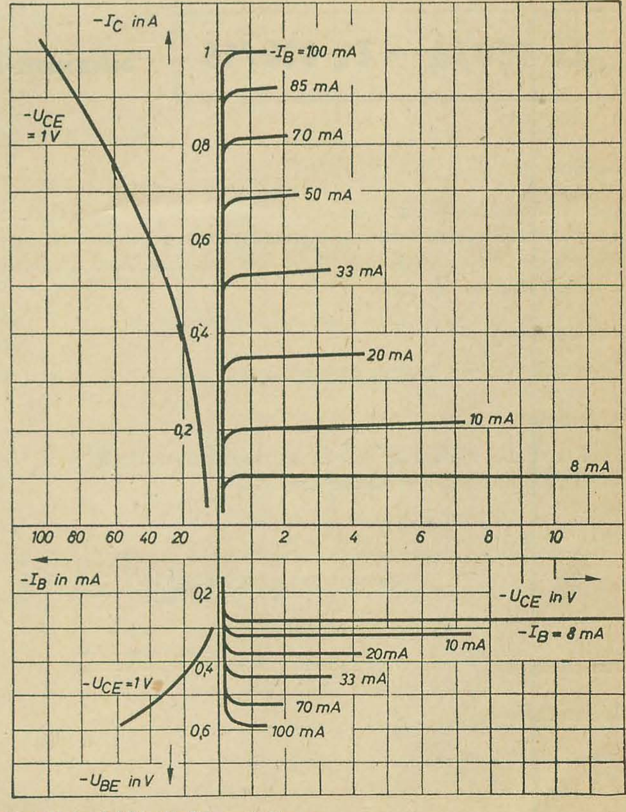
$(-I_C = 1\ A,\ -U_{CE} = -U_{BE})$	$-U_{CEO}$	$\leqq$	$1\ V$

Basisstrom

$(-U_{CE} = 7\ V,\ -I_C = 100\ mA)$	$-I_B$	$\leqq$	$10\ mA$
$(-U_{CE} = 2\ V,\ -I_C = 500\ mA)$	$-I_B$	$\leqq$	$65\ mA$



Kennlinienfeld in Basisschaltung



Kennlinienfeld in Emitterschaltung

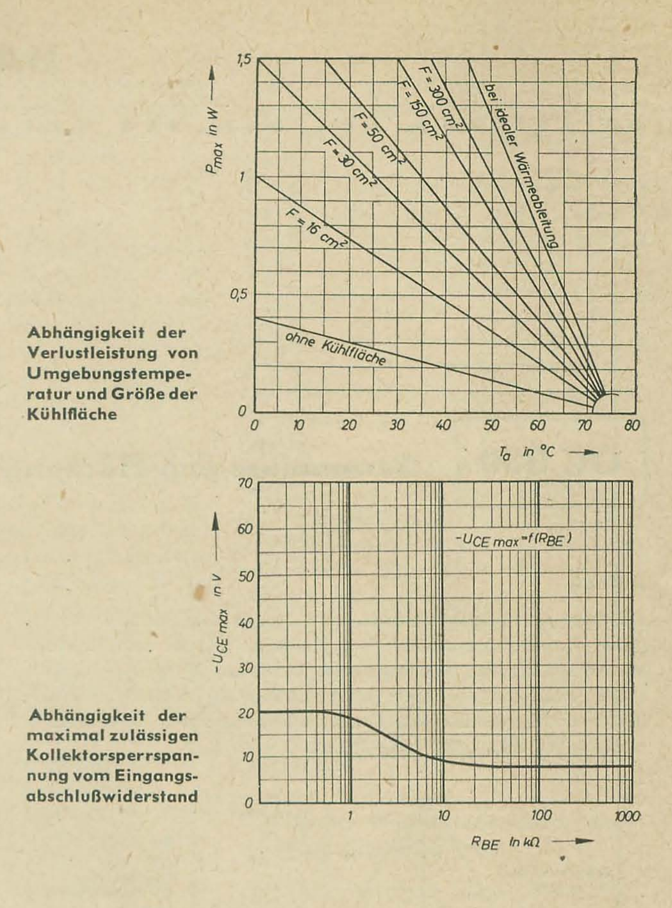
Grenzwerte

Kollektorstrom	$-I_{C\,max}$	= 1 A
Emitterstrom	$I_{E\,max}$	= 1,2 A
Kollektorspannung	$-U_{CB\,max}$	= 30 V
[Diagramm $-U_{CEmax} = f(R_{BE})$]	$-U_{CE\,max}$	= 20 V
Emitterspannung	$U_{BE\,max}$	= 10 V
Verlustleistung (s. Diagramm)	P_{max}	= f (T_a)
Wärmewiderstand	k_1	= 20 °C/W
Sperrschichttemperatur	$T_{j\,max}$	= 75 °C
Umgebungstemperatur	$T_{a\,max}$	= 65 °C

Kennzeichnung der Stromverstärkungsgruppen

Entsprechend einer Festlegung zwischen dem VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) und den Abnehmerbetrieben vom August 1960 erfolgt ab Januar 1961 eine neue Kennzeichnung der Stromverstärkungsgruppen bei den Transistoren OC 811 ··· 814 und OC 816. Die bisherige Farbkennzeichnung (radio und fernsehen 11 (1960) S. 339) entfällt und wird für die vier neuen Stromverstärkungsgruppen durch das Aufbringen von ein bis vier Punkten auf die Stirnfläche der Transistoren ersetzt, wobei die Farbe der Punkte keinerlei Bedeutung besitzt.

h_{21e}-Gruppe	Kennzeichnung
20 ··· 32	1 Punkt
32 ··· 50	2 Punkte
50 ··· 80	3 Punkte
über 80	4 Punkte



Abhängigkeit der Verlustleistung von Umgebungstemperatur und Größe der Kühlfläche

Abhängigkeit der maximal zulässigen Kollektorsperrspannung vom Eingangsabschlußwiderstand

Typenankündigung

Im Laufe des Jahres 1961 wird die Produktion einiger weiterer Typen von Germanium- und Siliziumbauelementen aufgenommen. Um eine rechtzeitige Information zu gewährleisten, werden in dieser Typenankündigung die wesentlichsten Kenndaten als vorläufige Daten veröffentlicht. Es wird jedoch darauf hingewiesen, daß mit Aufnahme der Serienproduktion geringfügige Änderungen erforderlich werden können und daher vorbehalten bleiben.

ZL 910/6 ··· ZL 910/16 Silizium-Leistungszenerdioden (vorläufige Daten)

Aufbau

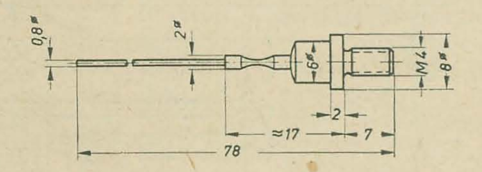
Die Anode ist durch eine Glasdurchführung gegen das Gehäuse isoliert. Das System ist durch ein Metallgehäuse gegen äußere Einflüsse geschützt. Die Katode liegt am Gehäuse. Der Anodenanschluß ist lötfähig.

Verwendung

Siliziumdioden zur Spannungsstabilisierung

Kenndaten

Die Kenndaten werden für eine Umgebungstemperatur T_a = 25 °C und eine Kühlfläche F = 65 cm² angegeben.



Abmessungen

Grenzwerte

Verlustleistung bei T_a = 45 °C

ohne Kühlblech	P_{max}	= 1 W
mit Kühlblech F = 65 cm² Al	P_{max}	= 5 W

Wärmewiderstand

ohne Kühlblech	k	= 0,1 °C/mW
mit Kühlblech F = 65 cm² Al	k	= 0,021 °C/mW
Sperrschichttemperatur	$T_{j\,max}$	= 150 °C
Umgebungstemperatur	T_a	= −55 °C ··· +150 °C

Typ	ZL 910/6	ZL 910/8	ZL 910/10	ZL 910/12	ZL 910/14	ZL 910/16
Zenerspannung U_Z in V (I_Z = 100 mA)	5,8 bis 7,2	6,8 bis 9,2	8,8 bis 11,2	10,8 bis 13,2	12,8 bis 15,2	14,8 bis 17,2
Dyn. Widerstand r_d in Ω (I_Z = 100 mA)	1 (≦2)	2 (≦3)	2 (≦5)	4 (≦10)	6 (≦12)	10 (≦15)
Durchlaßstrom I_{AK} in mA (U_{AK} = 1 V)	500 (≧250)	500 (≧250)	500 (≧250)	500 (≧250)	500 (≧250)	500 (≧250)
Sperrstrom I_{KA} in μA (U_{KA} = 1 V)	≦0,1	≦0,1	≦0,1	≦0,1	≦0,1	≦0,1
Mittlerer Temperaturkoeffizient der Zenerspannung bei I_Z = 100 mA TK_{U_Z} in 10^{-4}/°C	+3	+5	+7	+8	+8	+8

Gleichstrom-Dehnungsmeßgerät mit Transistoren für Ohmsche Geber

Dipl.-Phys. EBERHARD HEMPEL

In der Materialprüfung und der Festigkeitsforschung beruhen die Angaben über die Beanspruchung von Bauteilen und die Bestimmung der Festigkeitskennwerte von Materialien in der Hauptsache auf Spannungs- und Dehnungsmessungen. Die durch diese Messungen erhaltene Kenntnis von der Spannungs- und Dehnungsverteilung in Bauteilen und deren zeitlichen Verlauf ist insofern von größter Bedeutung, weil sie die häufig beschränkte Anwendbarkeit mathematischer Berechnungsverfahren nicht nur ergänzt, sondern des öfteren an deren Stelle tritt.

Selbstverständlich ist die für einen speziellen Fall erfolgte richtige Auswahl der Meßgeräte Voraussetzung für ein richtiges Meßergebnis. Nicht immer bietet die Meßgeräteindustrie dem Praktiker die geeigneten Geräte, so daß sich dieser oftmals gezwungen sieht, durch eigene Entwicklungen den Erfordernissen einer speziellen Meßaufgabe gerecht zu werden.

Der in Aussicht gestellte Verwendungszweck eines zu entwickelnden Meßgerätes muß die der Entwicklung zugrunde liegenden Gesichtspunkte zweckentsprechend beeinflussen. Das nachfolgend beschriebene Dehnungsmeßgerät sollte sich durch einen besonders gegen mechanische Erschütterungen unempfindlichen Aufbau, Einfachheit des Aufbaus und der Bedienung, geringe geometrische Abmessungen, geringes Gewicht sowie durch Verwendung möglichst störunempfindlicher Bauelemente auszeichnen. Bei Verwendung von 300-Ω-Meßstreifen soll die Meßempfindlichkeit mit einer Meßschleife vom Typ MST 8 (VEB Meßgerätewerk Zwönitz) 1-mm-Schriebhöhe pro 0,005% Dehnung betragen. Das Gerät muß eine gute Nullpunktkonstanz aufweisen sowie geringe Temperaturabhängigkeit der Empfindlichkeit. Das Gerät soll batteriegespeist sein.

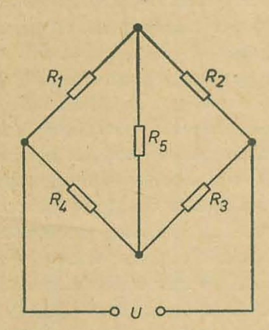


Bild 1: Brückenschaltung

Die Dimensionierung der Brücke erfolgte unter der Berücksichtigung des Vorhandenseins eines Transistor-Gegentakt-Gleichstromverstärkers [1]. Dieser Verstärker sollte als Meßverstärker im Dehnungsmeßgerät angewendet werden, wobei wegen Verkürzung der Entwicklungszeit bewußt auf die Erzielung absolut optimaler Verhältnisse verzichtet wurde.

Da die kleinste mit Hilfe der Schleife MST 8 im Dreischleifen-Oszillografen des VEB Meßgerätewerk Zwönitz noch meßbare Stromänderung 0,1 mA beträgt (bei photografischer Registrierung), erhält man bei einer Verstärkung des Transistorverstärkers von etwa $4 \cdot 10^3$ einen kleinsten noch meßbaren Strom von $i_{min} = 2{,}5 \cdot 10^{-8}$ A. Dieser Wert wurde als Stromkonstante c_i der Anordnung Verstärker-Meßschleife bezeichnet.

Man erhält für den Diagonalstrom bei der Wheatstoneschen Brücke (Bild 1):

$$i_5 = u \frac{R_4 R_2 - R_1 R_3}{(R_1 + R_2)[R_4 \cdot R_3 + R_5(R_4 + R_3)] + R_1 R_2 (R_4 + R_3)} = \frac{R_4 R_2 - R_1 R_3}{K}.$$

Die Abgleichbedingung für die Brücke ist:

$$R_1 R_3 = R_2 R_4.$$

Ändert sich der Widerstand R_1 um ΔR_1, so folgt:

$$i_5 = u \frac{\Delta R_1 \cdot R_3}{K},$$

$$\Delta R_1 = \frac{i_5}{u} \cdot \frac{K}{R_3}.$$

Setzt man die als Stromkonstante definierte Größe $c_i = 2{,}5 \cdot 10^{-8}$ [A/mm] für i_5 ein, so folgt:

$$\Delta R_1 = \frac{c_i}{u} \cdot \frac{K}{R_3}.$$

Hieraus erhält man in Verbindung mit der Abgleichbedingung

$$\frac{\Delta R_1}{R_1} = \frac{c_i}{u} \left[R_1 + R_2 + R_3 + R_4 + R_5\left(2 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_3}{R_4}\right)\right].$$

Mithin hat man die kleinste noch feststellbare Abweichung ΔR_1 von R_1 durch

$$\delta_{min} = \frac{c_i}{u}\left(2 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_3}{R_4}\right) \sum_{i=1}^{5} R_i$$

gefunden. Diese Beziehung ist wichtig zur Untersuchung der Brücke hinsichtlich ihrer optimalen Empfindlichkeit.

Setzt man $R_2 = n \cdot R_1$,
$R_3 = m \cdot n \cdot R_1$
(Abgleichbedingung),
$R_4 = m \cdot R_1$,
$R_5 = p \cdot R_1$

in die Beziehung für δ_{min} ein, so folgt:

$$\delta_{min} = \frac{c_i R_1}{u} \left[1 + m + n + m \cdot n + \frac{p}{n}(n^2 + 2n + 1)\right].$$

Bei einem Eingangswiderstand von 8 kΩ erhält man p = 27. Aus diesem Wert sowie aus $\delta_{min} = f(m)$ bei n = Parameter folgt Bild 2. Aus dieser grafischen Darstellung folgt, daß für m = 1 durch das breite Empfindlichkeitsmaximum für den hier vorliegenden Fall noch kein Empfindlichkeitsverlust eintritt. Bild 3 zeigt die Funktion $\delta_{min} = \varphi(n)$ bei m = 1 und p = 27. Das Empfindlichkeitsmaximum liegt bei etwa n = 0,3. Diesen Wert liefert auch die Rechnung

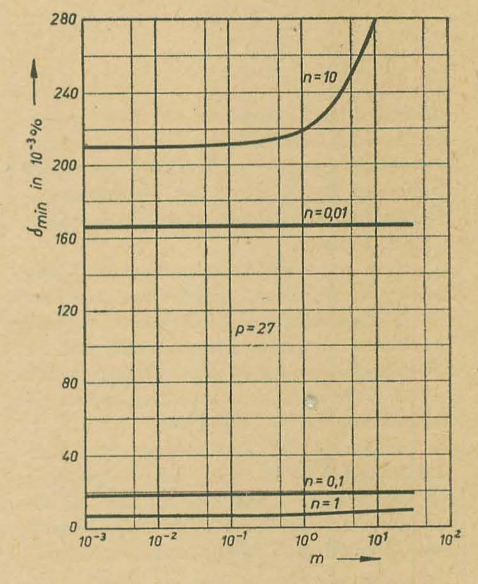


Bild 2: Grafische Darstellung von $\delta_{min} = f(m)$

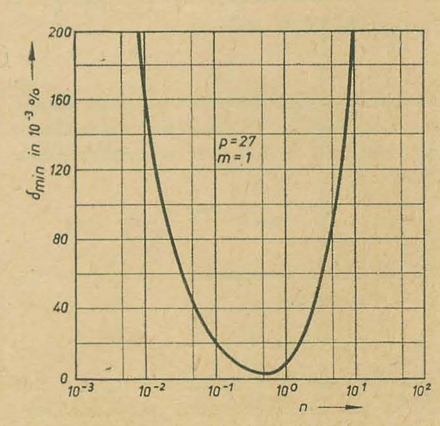
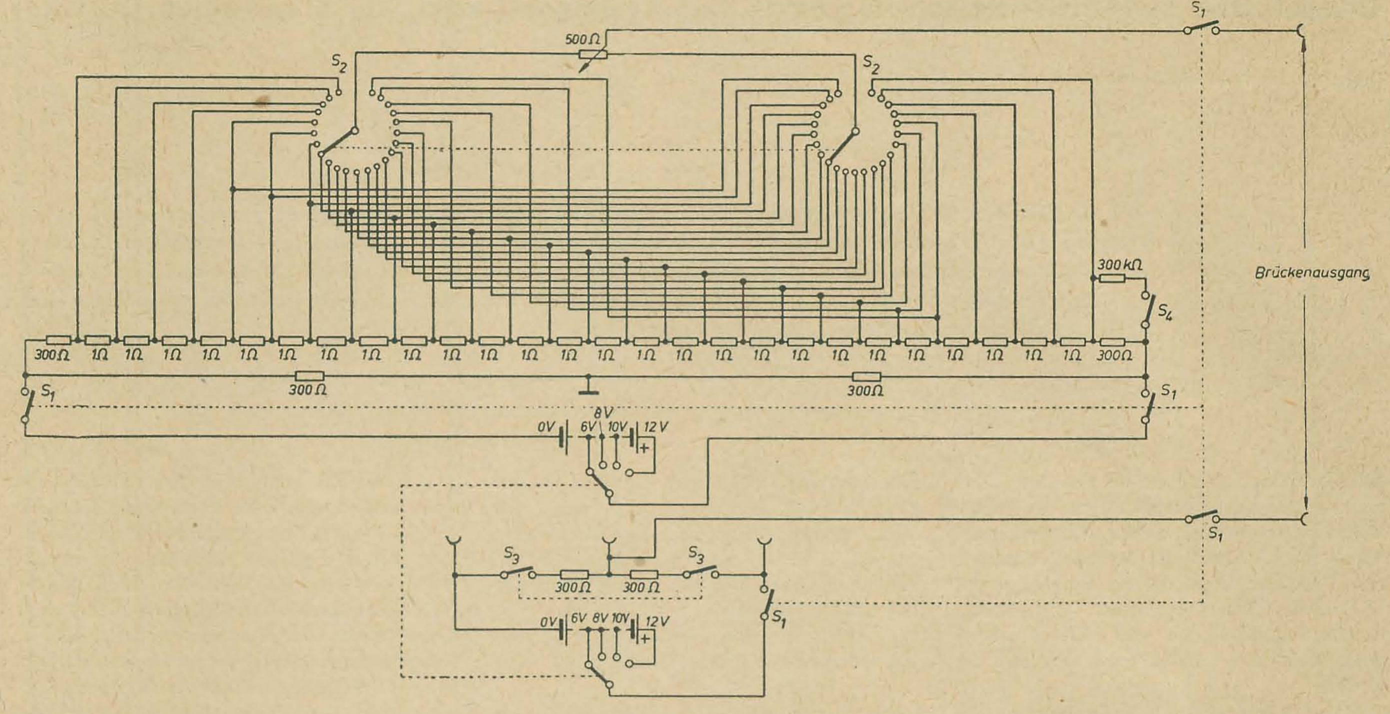


Bild 3: Grafische Darstellung von $\delta_{min} = \varphi(n)$



$$\left(\frac{\partial \delta_{min}}{\partial n}\right)_{m,\,p} = \frac{c_1 R_1}{u}\left[1+m-p\left(\frac{1}{n^2}-1\right)\right]=0,$$

$$n=\sqrt{\frac{p}{1+m+p}}=0{,}3.$$

Aus Bild 3 folgt jedoch, daß für $n = 1$ gegenüber $n = 0{,}3$ kein bedeutender Empfindlichkeitsverlust eintritt. Der Wert $n = 0{,}3$ ist auf Grund der Besonderheit der Dehnungsmeßstreifenbrücke, bestehend aus vier Meßstreifen, nicht anwendbar.

Allerdings wäre bei Verwendung einer halben Brücke dieser Wert realisierbar. Der bei $n = 0{,}3$ gegenüber $n = 1$ fast doppelt so große Brückenstrom wirkt sich nachteilig auf die Lebensdauer der verwendeten Batterien aus, so daß diejenige Widerstandskombination gewählt wurde, für die $n = 1$ ist.

Man erhält also bei Verwendung von 300-Ω-Meßstreifen $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 300\ \Omega$.

Aus den Bildern 2 und 3 erhält man für die maximale Empfindlichkeit bzw. die kleinste noch feststellbare Widerstandsabweichung

$$\delta_{min} = 8 \cdot 10^{-3}\%.$$

Da die relative Widerstandsänderung eines Drahtes im elastischen Bereich proportional seiner Dehnung ist, gilt:

$$\delta = k \cdot \varepsilon.$$

Hierbei ist k eine Materialkonstante. Kennt man k, so folgt für die kleinste noch meßbare Dehnung mit Hilfe der Wheatstoneschen Brücke:

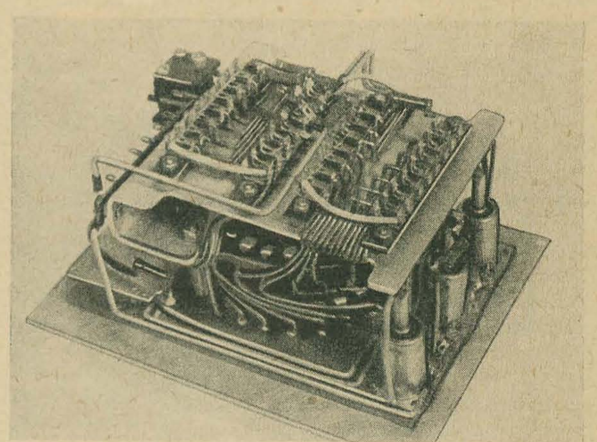
$$\varepsilon_{min} = \frac{\delta_{min}}{k}.$$

Für das oben berechnete $\delta_{min} = 8 \cdot 10^{-3}\%$ erhält man für $k = 2$

$$\varepsilon_{min} = 0{,}04‰.$$

Diese kleinste noch meßbare Dehnung von 0,04‰ gilt bei Verwendung nur eines Dehnungsmeßstreifens als aktiver Streifen. Die

Bild 4: Schaltung nach der Zweibrückenmethode



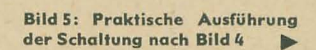
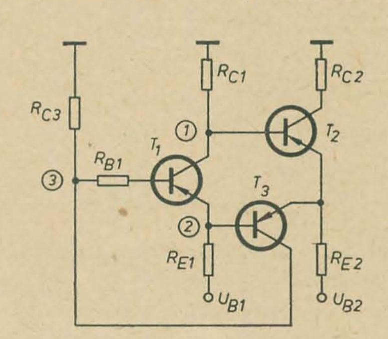
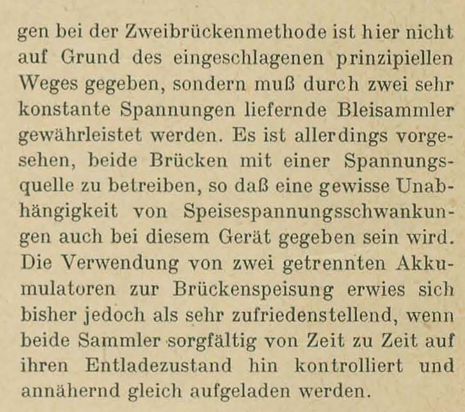


Bild 5: Praktische Ausführung der Schaltung nach Bild 4 ▶

Bild 6: Prinzipschaltung einer Meßverstärkerhälfte ▼



Empfindlichkeit kann je nach gestelltem Problem verdoppelt bzw. vervierfacht werden. Die Betrachtungen zur Errechnung der Empfindlichkeit der einfachen Wheatstoneschen Brücke ergeben annähernd den gleichen Wert, den man bei Empfindlichkeitsuntersuchungen der Zweibrückenmethode erhält. Die Zweibrückenmethode hat in der elektrischen Feindehnungsmessung gegenüber der einfachen Wheatstoneschen Brücke gewisse Vorteile [2]. Die hier angewandte Schaltung ist im Bild 4, die praktische Ausführung im Bild 5 dargestellt. Der in [2] genannte Vorteil der weitgehenden Unabhängigkeit der Brückenempfindlichkeit von Speisespannungsschwankungen bei der Zweibrückenmethode ist hier nicht auf Grund des eingeschlagenen prinzipiellen Weges gegeben, sondern muß durch zwei sehr konstante Spannungen liefernde Bleisammler gewährleistet werden. Es ist allerdings vorgesehen, beide Brücken mit einer Spannungsquelle zu betreiben, so daß eine gewisse Unabhängigkeit von Speisespannungsschwankungen auch bei diesem Gerät gegeben sein wird. Die Verwendung von zwei getrennten Akkumulatoren zur Brückenspeisung erwies sich bisher jedoch als sehr zufriedenstellend, wenn beide Sammler sorgfältig von Zeit zu Zeit auf ihren Entladezustand hin kontrolliert und annähernd gleich aufgeladen werden.



Eine weitgehende Unabhängigkeit von dem sich mit ändernder Länge der Meßkabel ändernden Meßkabelwiderstand wurde durch den verhältnismäßig hohen Eingangswiderstand des Meßverstärkers erreicht.

Bei der Entwicklung des Meßverstärkers waren im wesentlichen die gleichen Gesichtspunkte maßgebend, wie sie in [1] bereits dargestellt sind. Jedoch wurden zur Erzielung einer guten Nullpunktkonstanz des Verstärkers einige Veränderungen der in [1] gezeigten Schaltung vorgenommen. Steigt aus irgendeinem Grunde der Kollektorstrom des Transistors T_1 (Bild 6)

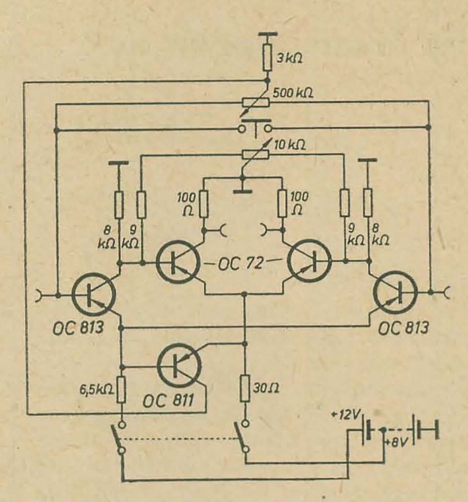


Bild 7: Vollständige Verstärkerschaltung

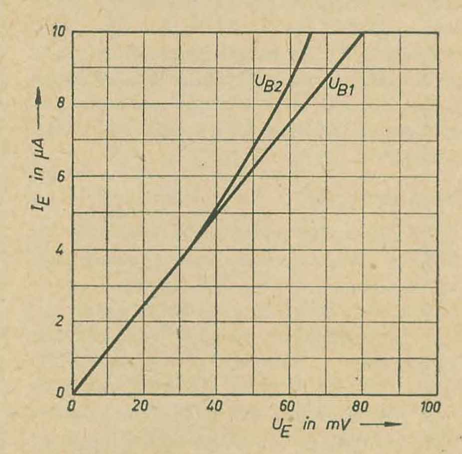


Bild 8: Eingangsstrom in Abhängigkeit von der Eingangsspannung

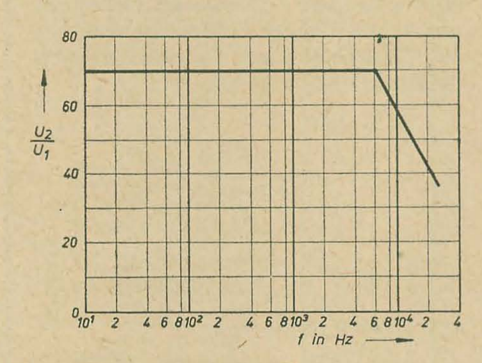


Bild 10: Frequenzgang des Verstärkers

an, so sinkt seine Kollektor-Emitter-Spannung, d. h., Punkt 1 wird positiver, Punkt 2 negativer. Hieraus folgt, daß die Emitter-Basis-Spannung des Transistors T_2 kleiner wird. Die hieraus resultierende Verringerung des Kollektor- bzw. Emitterstromes von T_2 bewirkt, daß die Spannung am Emitter von T_2 positiver wird. Hieraus folgt eine Vergrößerung der Emitter-Basis-Spannung des Transistors T_3, was eine Vergrößerung des Kollektorstromes von T_3 nach sich zieht.

Hierdurch wird Punkt 3 positiver, die Emitter-Basis-Spannung von T_1 kleiner, und der primär auftretende Stromanstieg wird kompensiert. Durch die von den Emitterwiderständen hervorgerufene Gegenkopplung wird die Verstärkung wesentlich herabgesetzt. Bei dem im vorliegenden Falle entwickelten Meßverstärker wurde eine Brückenschaltung gemäß dem in [1] beschriebenen Verstärker angewendet. Hierbei wird der Verstärker im Gegentakt angesteuert.

Bild 7 zeigt die vollständige Verstärkerschaltung. Die Emitterwiderstände sind den beiden Transistoren der ersten bzw. zweiten Verstärkerstufe gemeinsam. Dadurch heben sich die gegenphasigen Signalspannungen der Brückenhälften an den gemeinsamen Emitterwiderständen gegenseitig auf. Eine dynamische Gegenkopplung wird somit vermieden, die Verstärkung wird durch die statische Gegenkopplung nicht beeinflußt.

Die Bilder 8 und 9 geben Auskunft über die Eigenschaften des Verstärkers wie Verstärkung, Aussteuerungsgrenze und Eingangswiderstand. Man erhält einen Eingangswiderstand von etwa 8 kΩ im linearen Bereich der Aussteuerung. Die Verstärkung ist regelbar in zwei Stufen. Sie beträgt etwa 2000 und 3800. Die Verstärkungsregelung erfolgt durch Umschalten der Betriebsspannungen 6 V und 4 V (U_{B1}) auf 12 V und 8 V (U_{B2}).

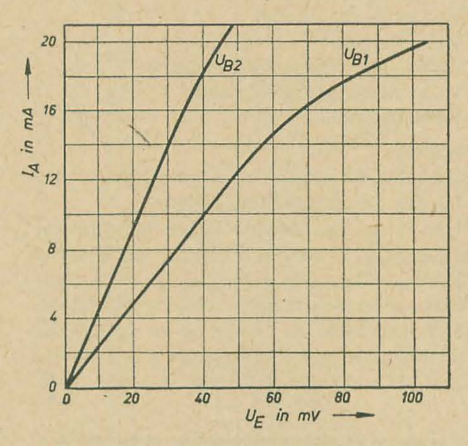


Bild 9: Ausgangsstrom in Abhängigkeit von der Eingangsspannung

Zur Erzielung einer besonders guten Temperaturstabilität wurden die Transistoren in Bohrungen eines Kupferblockes eingebettet. Die Transistoren OC 811 und OC 813, deren schwarzer Lacküberzug entfernt wurde, wurden mittels fest in den Bohrungen des Kupferblockes eingestampften feinen Aluminiumspänen gehalten. Die Bohrungen wurden danach mit Agol übergossen, so daß nach dessen Erhärten eine Verfestigung der Feilspäne und eine gute Halterung der Transistoren gewährleistet war. Es erwies sich als notwendig, zum Aufbau des Brückenverstärkers ausgewählte Transistoren zu benützen, um eine weitgehende Gleichheit des Temperaturganges des Kollektorstromes zu sichern. Das Einbetten der Transistoren in ein Medium guter Wärmeleitfähigkeit — in diesem Falle Kupfer bzw. Aluminium — garantiert weitgehende Temperaturgleichheit je eines Transistorpaares sowie eine gute Unabhängigkeit der Transistoren von Raumtemperaturänderungen. Bei den Betriebsspannungen von 12 V und 8 V ergab sich nach einer Einlaufzeit des Verstärkers von 30 min eine Nullpunktabweichung von $5{,}7 \cdot 10^{-6}$ A in acht Stunden bei offenem Eingang. Auf den Eingang bezogen ist dies eine Abweichung von $1{,}5 \cdot 10^{-8}$ A in der gleichen Zeit.

Der Leistungsbedarf des Verstärkers beträgt bei der Betriebsspannung von 12 und 8 V 0,6 W.

Die Schaltung des Verstärkers macht diesen unabhängig vom Innenwiderstand des an seinen Eingangsklemmen liegenden Generators. Der Frequenzgang des Verstärkers ist im Bild 10 dargestellt.

Das Gleichstrom-Dehnungsmeßgerät zeigt Bild 11. Der linke Teil des Gerätes enthält die Brücke mit ihren Abgleichorganen, der rechte Teil den Verstärker. Die drei linken unteren Eingänge führen über die Meßkabel zu der äußeren ganzen oder halben Dehnungsmeßstreifenbrücke. Bei Verwendung einer halben Brücke bleibt der mittlere Eingang offen. Das Umschalten des Gerätes auf ganze oder halbe Brücke erfolgt mit Schraubenzieher an einem Spezialumschalter, der durch den im Bild sichtbaren kleinen runden schwarzen Deckel unter der Frontplatte liegt. Der linke obere Drehknopf sitzt auf der Achse eines fünfpoligen Aus-Ein-Schalters, mit dessen Hilfe die Brücke aus- und eingeschaltet werden kann. Außerdem wird sie dabei gleichzeitig vom Verstärkereingang getrennt bzw. mit diesem verbunden. Der mittlere Drehknopf sitzt auf der Achse des Schalters S_2 (Bild 4). Mit diesem wird der Grobabgleich der Brücke vorgenommen. Der Feinabgleich wird mittels des sich im Brückenteil oben rechts befindlichen Drehknopfes vorgenommen. Der sich über der linken Eingangsbuchse befindende Druckknopfschalter dient zur Erzeugung des Eichsprunges. Der im rechten Teil des Gerätes untergebrachte Transistor-Brückenverstärker wird durch den Kippschalter an der Frontplatte eingeschaltet. Der Verstärker kann auch unabhängig von der Brücke verwendet werden. Das linke Buchsenpaar ist der Eingang, das rechte der Ausgang des Verstärkers. Der Nullabgleich des Verstärkers erfolgt durch die beiden oberen Drehknöpfe nach der in [1] gegebenen Abgleichvorschrift. An der rechten Seitenwand des Gerätes befinden sich zwei Diodensteckerbuchsen. Hier werden die vom Gerät benötigten Spannungen zugeführt.

Fortsetzung auf Seite 156

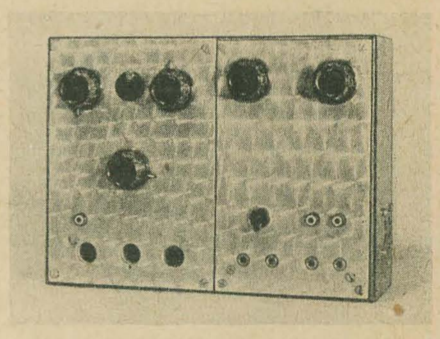


Bild 11: Gesamtansicht des Gleichstrom-Dehnungsmeßgerätes

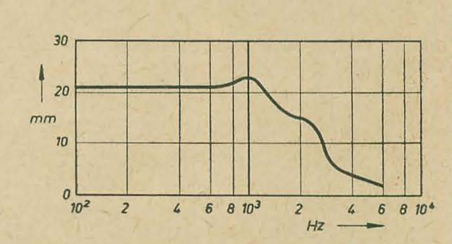


Bild 12: Frequenzgang des Dehnungsmeßgerätes mit der Meßschleife MST 5

Die Dimensionierung von Eintakt-A-Endstufen mit Transistoren Teil 1

cand. ing. MARTIN HUNECK

Während man zur Berechnung von Transistor-NF-Vorstufen die Vierpolparameter heranzieht, die für einen bestimmten Arbeitspunkt ganz bestimmte Werte haben, muß man bei Transistorendstufen, wo große Aussteuerungen vorliegen, unbedingt mit den Kennlinienfeldern arbeiten, da die bei der Aussteuerung durchfahrenen Kennlinien keinesfalls mehr linear sind. Ein Transistor kann nur solange als linearer Vierpol aufgefaßt werden, solange die Aussteuerung so klein bleibt, daß die durchfahrenen Kennlinien als praktisch linear angesehen werden können. Im Gegensatz dazu spricht man bei Endstufen von Großsignalverstärkung.

Man unterscheidet zwei wichtige Schaltungsarten für Endstufen, die Eintakt-A- und Gegentakt-B-Endstufen.

In diesem Beitrag sollen die verschiedenen Schaltungsvarianten der Eintakt-A-Endstufen näher untersucht, ihre Vor- und Nachteile herausgestellt sowie Dimensionierungshinweise gegeben werden.

Ziel des Beitrages ist, mit Hilfe der Kennlinienfelder gegebener Transistoren eine vollständige Endstufe unter Berücksichtigung der notwendigen Temperaturstabilisation zu berechnen.

GROSSIGNALBETRIEB

Bei Großsignalbetrieb sind folgende Gesichtspunkte wie

Ausgangsleistung,
Gleichstromleistung,
Leistungsverstärkung,
Verzerrungen,
Strom- oder Spannungssteuerung,
Temperaturstabilisation und
Wirkungsgrad

wichtig.

Zunächst sei allgemein etwas zu den aufgeführten Gesichtspunkten bemerkt:

Man ist in den meisten Fällen bestrebt, die größtmögliche Ausgangsleistung mit den vorhandenen Transistoren bei gegebener Batteriespannung herauszuholen. Daher geht man bei Eintaktbetrieb bis an die obere Grenze der Verlustleistung des Transistors, durch die die maximale Ausgangsleistung begrenzt wird. Der maximale Wirkungsgrad liegt bei Eintaktbetrieb theoretisch bei 50%, praktisch zwischen 35 ··· 45%.

Dis Gleichstromleistung ist bis auf eine Schaltungsvariante konstant. Bei der Schaltung mit gleitendem Arbeitspunkt hängt die aufgenommene Gleichstromleistung von der Aussteuerung ab. Diese hat daher den höchsten Wirkungsgrad.

Die Leistungsverstärkung interessiert in den meisten Fällen nicht sehr, da vor allem Wert auf maximale Ausgangsleistung gelegt wird. In diesem Falle weicht aber der Wechselstromlastwiderstand von dem für optimale Leistungsverstärkung erforderlichen mehr oder weniger ab.

Verzerrungen

Hinsichtlich der Verzerrungen muß zwischen linearen und nichtlinearen Verzerrungen unterschieden werden. Die linearen Verzerrungen kann man sehr klein halten durch entsprechend gewählte Koppel- und Emitterkondensatoren. Bei einem zugelassenen 3-dB-Abfall an der unteren Übertragungsgrenze muß die Impedanz des Koppelkondensators gleich dem Eingangswiderstand der folgenden Stufe sein, woraus die Kapazität des Koppel-C leicht zu ermitteln ist. In grober Näherung gilt für den Emitterkondensator das gleiche, nur anstelle des Eingangswiderstandes steht hier der Emitterwiderstand. Die entsprechenden Gleichungen folgen später.

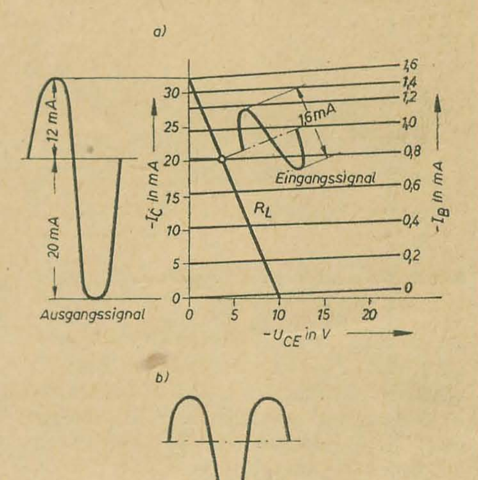


**Bild 1: a) Veranschaulichung der Verzerrungen infolge ungleichen Abstandes der Ausgangskennlinien,
b) schematische Darstellung des Ausgangssignals durch veränderlichen Eingangswiderstand des Transistors**

Die obere Übertragungsgrenze ist einmal durch die Grenzfrequenz der Transistoren in Emitterschaltung, die bei den heutigen Endstufentransistoren zwischen 10 ··· 15 kHz liegt, begrenzt, zum anderen durch den Übertrageraur-

---

Fortsetzung von Seite 155

Das Gerät wurde sowohl im Laboratorium als auch unter äußerst rauhen Betriebsbedingungen erprobt. Die Erprobungsergebnisse waren sehr zufriedenstellend. Die theoretisch zu erwartende Empfindlichkeit des Gerätes ist vorhanden, die Nullpunktkonstanz ist gut (erprobt in einem Temperaturbereich von $+5° \cdots +30$ °C). Bild 12 zeigt den Frequenzgang des Gerätes mit der Meßschleife MST 5. Bild 13 zeigt den Verlauf einer gedämpften Schwingung eines Stahlstabes mit aufgeprägten Eichsprüngen. Die Bilder 14 und 15 zeigen den Verlauf einer rechteckförmigen Belastung und Entlastung eines Stahlstabes, aufgenommen mit dem Transistor-Dehnungsmeßgerät (Bild 14) sowie mit dem Dehnungsmeßgerät und Gleichstromverstärker des VEB Technisch-Physikalische Werkstätten Thalheim (Bild 15). Beim Vergleich beider Aufnahmen fällt auf, daß im Gegensatz zum Oszillogramm, das mittels des Transistorgerätes aufgenommen wurde, das andere Oszillogramm einen verhältnismäßig großen superponierenden Brumm zeigt. Das Gewicht des Transistor-Dehnungsgerätes ist gering und beträgt 1,95 kp. Seine geometrischen Abmessungen betragen in cm 9×17×22.

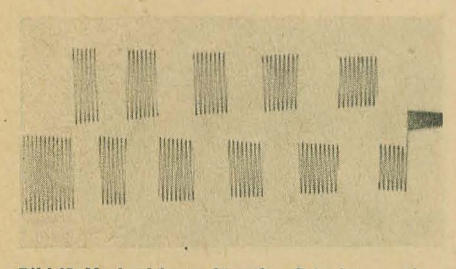


Bild 13: Verlauf der gedämpften Schwingung eines Stahlstabes mit aufgeprägten Eichsprüngen

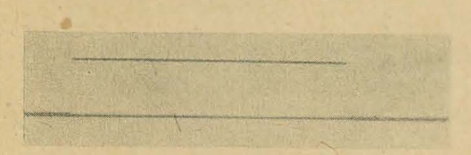


Bild 14: Verlauf einer rechteckförmigen Be- und Entlastung

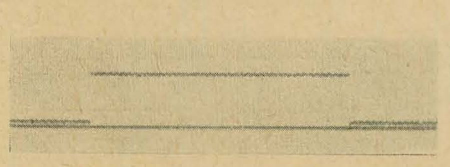


Bild 15: Verlauf einer rechteckförmigen Be- und Entlastung

Literatur

[1] Eberhard Hempel: Meßschleifenverstärker mit Transistoren; radio und fernsehen 12 (1960) S. 365 u. 366

[2] Eberhard Hempel: Probleme des Trägerfrequenzmeßverfahrens; radio und fernsehen 23 (1959) S. 739 ··· 742

[3] W. Schwerdtfeger: Elektrische Meßtechnik Teil I, S. 89; Leipzig 1943, Wintersche Verlagshandlung

bau, also durch die Streuinduktivität und -kapazität. Durch sorgfältigen Aufbau des Übertragers (verschachtelt und bifilar wikkeln) läßt sich die obere Grenzfrequenz weit genug hinausschieben, so daß sie im wesentlichen nur noch von den Transistoren abhängt. Die Transistorgrenzfrequenz läßt sich durch Anwendung einer Gegenkopplung ebenfalls erhöhen.

Die nichtlinearen Verzerrungen haben ihre Ursache in der Krümmung der Eingangs- und Ausgangskennlinien sowie im ungleichen Abstand der Ausgangskennlinien für gleiche Basisstromunterschiede. Der Abstand wird nach größeren Kollektorströmen zu immer kleiner. Die dadurch entstehende Verzerrung ist im Bild 1a veranschaulicht. Die beiden Halbwellen des Eingangssignals werden ungleich verstärkt.

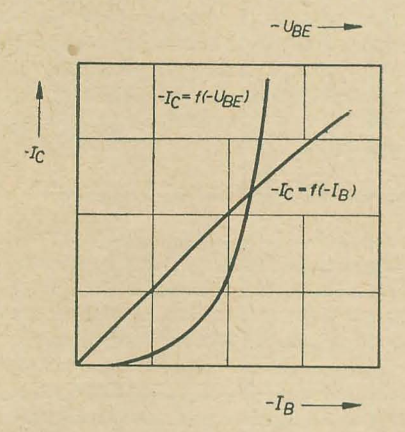


Bild 2: Verlauf der Kennlinien $-I_C = f(-I_B)$ und $-I_C = f(-U_{BE})$

Bild 1b zeigt eine andere Art von Verzerrungen. Diese entstehen, wenn der Eingangswiderstand des Verstärkers (in diesem Fall der Endstufe) hoch ist im Vergleich zum Ausgangswiderstand der vorhergehenden Stufe und auf den Änderungen des Eingangswiderstandes bei veränderlicher Aussteuerung beruhen. Im Gebiete niedrigen Kollektorstromes wächst der Eingangswiderstand und reduziert so die Amplitude des Eingangssignals. Im Gebiete hohen Kollektorstromes (bei Erreichen des Spitzenwertes des Wechselstromes) sinkt der Eingangswiderstand, was ein Anwachsen der Amplitude des Eingangsstromsignals zur Folge hat.

Da die beiden beschriebenen Effekte entgegengesetzte Wirkung haben, kann man sie durch richtige Wahl des Ausgangswiderstandes der vorhergehenden Stufe kompensieren. Der Ausgangswiderstand einer Transistorstufe läßt sich mit dem Kollektorstrom verändern. Mit steigendem Kollektorstrom nimmt der Ausgangswiderstand ab. Unter Beobachtung des Ausgangssignals mit einem Oszillografen kann man durch Verändern des Kollektorstromes mittels der Basisvorspannung der vorhergehenden Stufe ein sauberes, unverzerrtes Signal einstellen. Natürlich dürfen die Betriebsbedingungen der Treiberstufe nicht zu stark verändert werden.

Strom- und Spannungssteuerung

Eine weitere Ursache nichtlinearer Verzerrungen ist der Ausgangsübertrager infolge der Krümmung seiner Magnetisierungskennlinie. Durch Einführen eines Luftspaltes, was bei Eintakt-A-Stufen infolge der Gleichstromvormagnetisierung in den meisten Fällen notwendig ist, erzielt man eine Linearisierung der Kennlinie. Damit können auch die Verzerrungen vermindert werden.

Wann wendet man nun eine Strom- oder eine Spannungssteuerung an und was versteht man darunter?

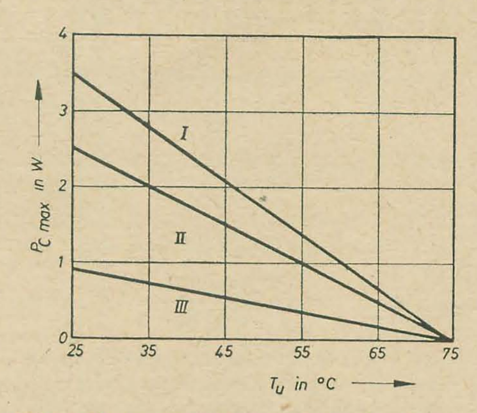


Bild 3: Maximale Kollektorverlustleistung als Funktion der Umgebungstemperatur mit Kühlfläche als Parameter

Stromsteuerung der Endstufe liegt dann vor, wenn der Ausgangswiderstand der Treiberstufe sehr groß gegen den Eingangswiderstand der Endstufe ist. Der vom Treiber an die Endstufe gelieferte Strom ist dann unabhängig von Änderungen des Eingangswiderstandes. Die Treiberstufe stellt eine nahezu ideale Stromquelle dar.

Spannungssteuerung liegt dann vor, wenn der Ausgangswiderstand der Treiberstufe sehr klein gegen den Eingangswiderstand der Endstufe ist. In diesem Falle ist die steuernde Spannung unabhängig von Änderungen des Eingangswiderstandes der Endstufe. Die Treiberstufe stellt eine nahezu ideale Spannungsquelle dar. Betrachtet man dazu die Kennlinien $-I_C = f(-I_B)$ und $-I_C = f(-U_{BE})$ im Bild 2, so stellt man folgendes fest:

Im Falle der Stromsteuerung interessiert die Kennlinie $-I_C = f(-I_B)$. Man sieht, daß sie eine gute Linearität aufweist. Daher wird heute fast ausschließlich die Stromsteuerung angewendet. Den erforderlichen hohen Ausgangswiderstand der Treiberstufe erhält man durch Anwendung der Emitterschaltung. Unter normalen Betriebsbedingungen beträgt der Ausgangswiderstand einer Emitterschaltung etwa $5 \cdots 20\ \text{k}\Omega$, während sich der Eingangswiderstand der Endstufe zwischen $50 \cdots 500\ \Omega$ bewegt. Damit ist die Bedingung für Stromsteuerung hinreichend gut erfüllt.

Im Falle der Spannungssteuerung muß man die Kennlinie $-I_C = f(-U_{BE})$ betrachten. Sie ist nur für große Kollektorströme einigermaßen linear. Bei kleinen Kollektorströmen weist sie einen exponentiellen Verlauf auf, der natürlich zu starken Verzerrungen führen würde. Aus diesem Grunde wird die Spannungssteuerung vorwiegend bei Leistungsendstufen mit einigen Watt Ausgangsleistung angewendet, da dort in den Endstufen Kollektorspitzenströme bis zu einigen Ampere auftreten.

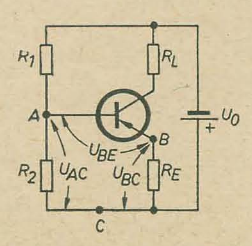


Bild 4: Stabilisierung durch Emitterwiderstand

Die auftretenden Verzerrungen bei kleiner Aussteuerung verhindert man durch Anwendung einer Gegenkopplung, indem man einen Teil des Lastwiderstandes in den Emitterkreis legt.

Den für spannungslineare Steuerung erforderlichen niedrigen Ausgangswiderstand der Treiberstufe erhält man durch Anwendung der Kollektorschaltung. Der Kollektor wird geerdet und die Steuerspannung wird am Emitter abgenommen (z. B. Emitterwiderstand oder Übertrager in Emitterleitung). Die Kollektorschaltung hat jedoch den Nachteil, daß ihre Spannungsverstärkung nur annähernd Eins ist, womit die Leistungsverstärkung nur etwa gleich dem Wert der Stromverstärkung ist (betragsmäßig). So ist u. U. eine weitere Vorverstärkerstufe erforderlich. Ein großer Vorteil der Spannungssteuerung ist jedoch, daß eine Sortierung der Transistoren nach der Stromverstärkung (Pärchensortierung) entfallen kann, da die Stromverstärkung, sofern sie einen bestimmten Mindestwert nicht unterschreitet, keinen Einfluß auf Linearität und Verstärkung hat.

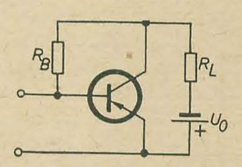


Bild 5: Stabilisierung durch Widerstand zwischen Kollektor und Basis

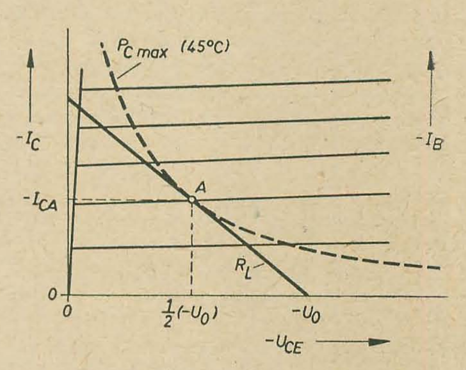


Bild 6: Darstellung des Prinzips der halben Speisespannung

Temperaturstabilisierung

Die Temperaturstabilisierung ist ein sehr wichtiger Faktor bei der Dimensionierung der Endstufen.

Da der Arbeitspunkt bei Eintakt-A-Stufen meist auf bzw. nahe der Hyperbel für die maximale Verlustleistung bei der größten zu erwartenden Umgebungstemperatur gewählt wird, muß durch äußere Schaltungsmaßnahmen dafür gesorgt werden, daß dieser Arbeitspunkt nicht in den verbotenen Bereich höherer Verlustleistung wandert. Sonst kann der Transistor schnell zerstört werden.

An dieser Stelle sei bemerkt, daß die maximale Verlustleistung einmal von der Umgebungstemperatur selbst und zum anderen von der Abfuhr der im Transistor entstehenden Wärme abhängt. Als Beispiel sei die Abhängigkeit der maximalen Verlustleistung von der Umgebungstemperatur mit der Kühlfläche als Parameter bei dem Valvo Transistor OC 30 gezeigt (Bild 3).

Kurve I: Kühlschelle mit den Abmessungen 120 × 100 × 1,5-mm-Alu-Blech,

Kurve II: Kühlschelle mit den Abmessungen 100 × 50 × 1,5-mm-Alu-Blech,

Kurve III: ohne Kühlschelle.

Anschließend werden kurz die verschiedenen Schaltungsmöglichkeiten zur Temperaturstabilisierung gezeigt.

Widerstand in der Emitterleitung

Mit dem Spannungsteiler R_1, R_2, dessen Querstrom einige Male größer als der Basisgleichstrom sein soll, erreicht man, daß Punkt A ein annähernd konstantes Potential aufweist (Bild 4). Steigt nun die Kristalltemperatur aus irgendeinem Grund an, so erhöht sich der Kollektorstrom. Damit wird das Potential des Punktes B negativer. Hiermit wird aber die am Transistoreingang zwischen Basis und Emitter liegende Gleichspannung U_{BE} kleiner, da die beiden Spannungen U_{AC} und U_{BC} entgegengesetzt gepolt in Reihe liegen. Die mit steigendem Kollektorstrom sinkende Spannung zwischen Basis und Emitter bewirkt aber gerade, daß der Kollektorstrom wieder sinkt, womit die gewünschte Stabilisierung erreicht ist.

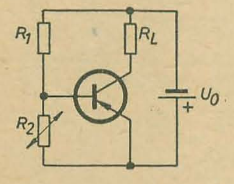


Bild 7: Stabilisierung durch NTC-Widerstand

Widerstand zwischen Kollektor und Basis

Bild 5 zeigt die Schaltung. Die Basis erhält ihre Vorspannung nicht direkt von der Batterie, sondern vom Kollektor. Steigt wieder der Kollektorstrom an, so steigt der Spannungsabfall am Lastwiderstand ebenfalls und die Spannung zwischen Kollektor und Emitter sinkt. Dadurch erhält auch die Basis eine kleinere Spannung. Damit sinkt der Kollektorstrom wieder ab.

Auf derselben Schaltung beruht auch das sogenannte „Prinzip der halben Speisespannung". Dieses Prinzip wird sehr oft in Kleinstgeräten angewendet, da nur wenig Bauelemente erforderlich sind. Man erreicht damit eine sehr gute Stabilisierung. Die Schaltung wird so ausgelegt, daß die halbe Speisespannung am Lastwiderstand R_L abfällt.

Da der Arbeitspunkt stets entlang der Arbeitsgeraden wandert, hat er hier sowohl nach hohen als auch nach niedrigen Spannungen zu gleichen Spielraum und bleibt auch immer unter der Verlusthyperbel. Ausgenommen im Arbeitspunkt, wo er die Verlusthyperbel berührt (Bild 6). So ist keine thermische Instabilität möglich.

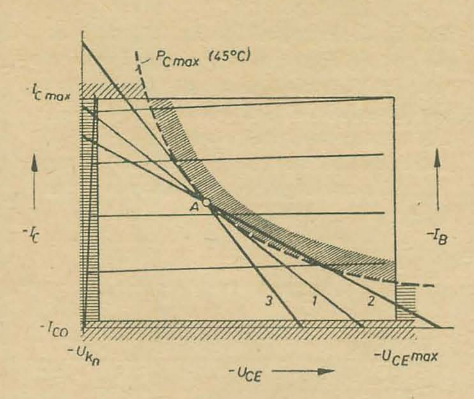


Bild 8: Schematische Darstellung der Betriebsgrenzen eines Transistors

Der erforderliche Lastwiderstand ergibt sich zu:

$$R_L = \frac{-U_0}{2\,(-I_{CA})}, \qquad (1)$$

wobei $-U_0$ die Speisespannung und $-I_{CA}$ der Kollektorstrom im Arbeitspunkt sind.

Der erforderliche Basisvorwiderstand ergibt sich aus:

$$R_B = \frac{-U_0}{2\,(-I_B)}, \qquad (2a)$$

wobei $-I_B$ der zum Kollektorstrom $-I_{CA}$ gehörige Basisstrom ist.

Ist der Stromverstärkungsfaktor α_E in Emitterschaltung bekannt, kann man auch schreiben:

$$R_B = \alpha_E \cdot R_L. \qquad (2b)$$

Der sich einstellende Basisstrom ist:

$$-I_B = \frac{-U_0}{2 \cdot R_B}. \qquad (3)$$

Der sich einstellende Kollektorstrom folgt aus Gleichung (1) und ergibt:

$$-I_{CA} = \frac{-U_0}{2 \cdot R_L}. \qquad (4)$$

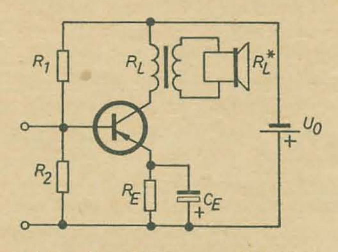


Bild 9: Vollständige Schaltung mit Emitterwiderstand und Ausgangsübertrager

Stabilisierung mittels NTC-Widerstand

Der Widerstand R_2 des Basisspannungsteilers (Bild 7) ist temperaturabhängig und besitzt einen negativen Temperaturkoeffizienten, d. h., mit steigender Temperatur nimmt der Widerstand ab.

Diese Schaltung spricht vor allem auf Änderungen der Umgebungstemperatur an. Erhöht sich die Umgebungstemperatur, was ein Ansteigen des Kollektorstromes zur Folge hat, so wird der Widerstand R_2 kleiner und damit auch die Basisvorspannung. Der Kollektorstrom kann dadurch wieder sinken.

Die Kennlinie des NTC-Widerstandes soll dem Temperaturgang des Transistors entsprechen. Daher müssen meistens in Reihe oder parallel bzw. auch kombiniert zum NTC-Widerstand rein ohmsche Widerstände dazugeschaltet werden, um den notwendigen Kennlinienverlauf zu erhalten. Die experimentelle Ermittlung der Größe des erforderlichen NTC-Widerstandes wird in einem späteren Beitrag über Gegentakt-B-Endstufen behandelt, da diese Schaltung viel in Gegentaktschaltungen angewendet wird.

Die Betriebsgrenzen des Transistors

Zunächst ist es wichtig, die Grenzen eines Transistors hinsichtlich Spannung, Strom und Verlustleistung zu betrachten (Bild 8). Die Spannungsausnutzung ist nach oben durch die maximale Kollektorspitzenspannung $-U_{CE\,max}$, nach unten durch die sogenannte Kniespannung $-U_{Kn}$ begrenzt. Die Kniespannung ist die Spannung, bei der die Kennlinien abknicken, sie beträgt bei Germaniumtransistoren 0,15 ··· 0,3 V. Die Stromausnutzung ist nach oben durch den maximalen Kollektorspitzenstrom $-I_{C\,max}'$, nach unten durch den Kollektorreststrom $-I_{CO}$, der jedoch in Endstufen vernachlässigbar klein ist, begrenzt. Das Produkt aus Kollektorgleichspannung und Kollektorgleichstrom, also die Verlustleistung, darf den vom Hersteller angegebenen Wert nicht überschreiten. Die Verlustleistung ist von der Temperatur abhängig und wird meist bei der Umgebungstemperatur von 45 °C angegeben.

Der Arbeitspunkt einer Verstärkerstufe darf in dem gewünschten Temperaturintervall nur innerhalb des im Bild 8 schraffierten Bereiches liegen. Die eingezeichnete Arbeitsgerade 1 ist richtig gewählt, dagegen sind die Geraden 2 und 3 falsch, da einmal $-U_{CE\,max}$ und $P_{C\,max}$,

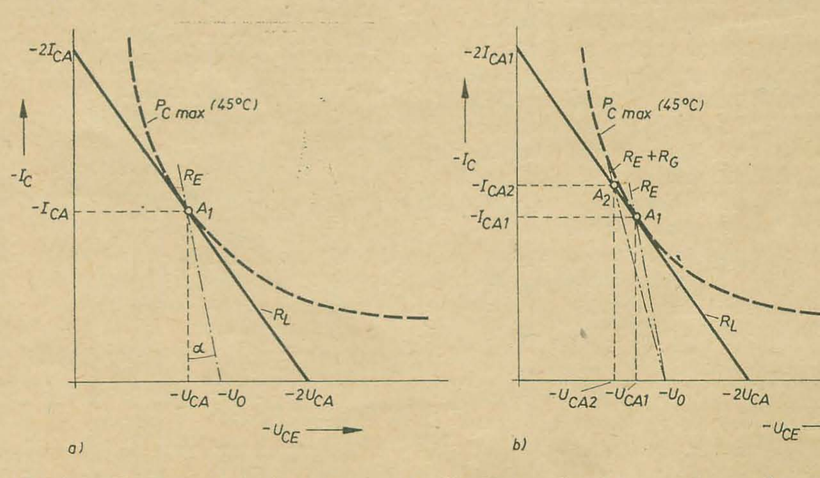


Bild 10: a) Konstruktion des Arbeitspunktes A_1 (die übrigen Kennlinien wurden der Übersichtlichkeit wegen weggelassen), b) Konstruktion des Arbeitspunktes A_2

Tabelle 1

Typ / Kernabmessungen		M 20 20 × 20 × 5	M 30 30 × 30 × 7	M 42 42 × 42 × 15	M 55 55 × 55 × 21	M 65 65 × 65 × 27	E 30 30 × 25 × 10	E 42 42 × 35 × 14	E 48 48 × 40 × 16	E 54 54 × 45 × 18	E 60 60 × 50 × 20	mm
Effektiver Kernquerschnitt Q_E		0,25	0,5	1,8	3,6	5,4	1,0	1,9	2,6	3,2	4,0	cm
Kraftlinienlänge l_E		4,7	7,2	10,2	13,1	15,5	6,0	8,4	9,6	10,8	12	cm
Wicklungsquerschnitt Q_W		0,25	0,7	1,9	2,8	3,9	0,5	1,0	1,3	1,7	2,1	cm
Mittlere Windungslänge l_m		3,6	5,4	9,0	11,8	14,4	6,0	8,4	9,6	10,8	12	cm
Luftspalt $l_L = 0$	AW_{max}	2,3	3,6	5	6,5	7,7	3	4,2	4,8	5,4	6	A · Wdg
	A_L-Wert	0,2	0,25	0,7	1,0	1,4	0,8	0,9	1,0	1,2	1,25	$10^{-6}\,\frac{H}{Wdg^2}$
$l_L = 0{,}1$ mm	AW_{max}	—	—	—	—	—	40	42	—	—	—	A · Wdg
	A_L-Wert	—	—	—	—	—	0,45	0,55	—	—	—	$10^{-6}\,\frac{H}{Wdg^2}$
$l_L = 0{,}2$ mm	AW_{max}	—	—	—	—	—	70	85	—	—	—	A · Wdg
	A_L-Wert	—	—	—	—	—	0,38	0,51	—	—	—	$10^{-6}\,\frac{H}{Wdg^2}$
$l_L = 0{,}3$ mm	AW_{max}	50	70	—	—	—	90	100	105	110	115	A · Wdg
	A_L-Wert	0,1	0,15	—	—	—	0,35	0,45	0,51	0,6	0,7	$10^{-6}\,\frac{H}{Wdg^2}$
$l_L = 0{,}5$ mm	AW_{max}	—	—	100	110	115	120	150	170	170	170	A · Wdg
	A_L-Wert	—	—	0,33	0,6	0,76	0,3	0,4	0,45	0,51	0,56	$10^{-6}\,\frac{H}{Wdg^2}$
$l_L = 1{,}0$ mm	AW_{max}	—	—	150	200	225	—	—	210	220	240	A · Wdg
	A_L-Wert	—	—	0,25	0,45	0,62	—	—	0,37	0,4	0,45	$10^{-6}\,\frac{H}{Wdg^2}$
l = 0	AW_{max}	0,5	0,7	—	—	—	0,6	Diese Werte gelten für Permenorm 3601 K1 und 3601 K2. 36% Nickel Anfangspermeabilität $\mu_A = 1800 \cdots 2000$				A · Wdg
	A_L-Wert	1,05	1,4	—	—	—	3,7					$10^{-6}\,\frac{H}{Wdg^2}$
l = 0,3 mm	AW_{max}	40	60	—	—	—	70					A · Wdg
	A_L-Wert	0,16	0,3	—	—	—	0,5					$10^{-6}\,\frac{H}{Wdg^2}$

Bei den E-Kernen muß das I-Joch um $\frac{1}{2} \cdot l_L$ von dem Schenkel abgehoben werden. Ist z. B. ein Luftspalt von 1 mm gefordert, so muß das I-Joch um 0,5 mm abgehoben werden, z. B. durch Zwischenlage eines 0,5 mm dicken Pertinaxstreifens

das andere Mal $-I_{C\,max}$ überschritten werden. Bei jeder berechneten Arbeitsgeraden ist also erst zu überprüfen, ob die Grenzdaten des Transistors nicht überschritten werden, andernfalls ist ein anderer Arbeitswiderstand zu wählen.

Schaltung mit Basisspannungsteiler und Emitterwiderstand

Die Schaltung im Bild 9 wird in den meisten Fällen angewendet. Gegeben sei ein Transistor mit Kennlinienfeld und Grenzdaten sowie die Batteriespannung und geforderte untere Grenzfrequenz.

Gesucht sei die maximale Ausgangsleistung P_a, Lastwiderstand R_L, Emitterwiderstand R_E, Emitterkondensator C_E sowie Spannungsteilerwiderstände R_1 und R_2.

Ausgehend von der notwendigen Temperaturstabilisierung muß zuerst der Emitterwiderstand berechnet werden, da er maßgebend für die Stabilität der Stufe ist.

Es hat sich erwiesen, daß eine gute Stabilisierung dann eintritt, wenn etwa 10 ··· 20% der Speisespannung $-U_0$ am Emitterwiderstand abfällt, wobei bei größerem Spannungsabfall auch die Stabilisierung besser ist. Es gilt also die Beziehung:

$$U_E = 0{,}1 \cdots 0{,}2\,(-U_0). \qquad (5)$$

Für den Emitterwiderstand gilt dann:

$$R_E = \frac{U_E}{I_E} \approx \frac{U_E}{-I_{CA}} = \frac{0{,}1 \ldots 0{,}2\,(-U_0)}{-I_{CA}}. \qquad (6a)$$

Dabei ist $-I_{CA}$ der Kollektorstrom im Arbeitspunkt.

Man geht also wie folgt vor (Bild 10a): Im Ausgangskennlinienfeld $-I_C = f(-U_{CE})$ geht man vom Punkt $-U_0$ um 10 ··· 20% von $-U_0$ nach links und kommt so zur wirksamen Kollektorspannung $-U_{CA}$ (Spannung Kollektor gegen Emitter). Da der Ausgangsübertrager noch nicht bekannt ist, nehmen wir seinen Gleichstromwiderstand der Primärwicklung zunächst als Null an. Daher geht man vom Punkt $-U_{CA}$ senkrecht nach oben bis zum Schnittpunkt mit der Verlusthyperbel. Der gefundene Punkt ist der Arbeitspunkt A_1. Von A_1 waagerecht nach links gehend kommt man zum Kollektorstrom im Arbeitspunkt $-I_{CA}$, der sich in diesem Falle einstellt.

Mit diesen Werten läßt sich der Emitterwiderstand nach Gleichung (6) leicht ausrechnen. Der Emitterwiderstand erscheint auch als Gerade im Kennlinienfeld (Bild 10a), und zwar als Verbindungsgerade von $-U_0$ nach A_1.

Dabei gilt dann:

$$\tan\alpha = R_E. \qquad (6b)$$

Damit das Ausgangssignal in positiver und negativer Richtung gleichweit schwingen kann, trägt man den Wert $-2\,I_{CA}$ an und verbindet ihn mit dem Arbeitspunkt A_1 und verlängert weiter bis zur $-U_{CE}$-Achse. Dort trifft man auf den Wert $-2\,U_{CA}$. Diese Gerade stellt nun den Wechselstromlastwiderstand R_L dar.

Tabelle 2

Draht-∅ Blank in mm	Windungen je cm² CuL in Wdg./cm²	Widerstand in Ω/m
0,03	40000	24,8
0,04	26000	13,8
0,05	18400	8,95
0,06	13800	6,21
0,07	10780	4,56
0,08	8650	3,49
0,09	7075	2,76
0,1	5930	2,23
0,11	5050	1,85
0,12	4330	1,55
0,13	3785	1,32
0,14	3315	1,14
0,15	2940	0,99
0,16	2625	0,87
0,17	2345	0,77
0,18	2120	0,69
0,19	1930	0,62
0,20	1755	0,56
0,22	1475	0,46
0,23	1360	0,42
0,25	1165	0,36
0,28	950	0,285
0,3	830	0,25
0,32	740	0,22
0,35	625	0,18
0,38	535	0,154
0,40	485	0,14
0,42	445	0,127
0,45	390	0,11
0,48	345	0,097
0,50	320	0,089
0,55	265	0,074
0,60	225	0,062
0,65	190	0,053
0,70	165	0,0456
0,75	145	0,0397
0,80	128	0,0349
0,85	115	0,031
0,90	100	0,0276
0,95	90	0,0248
1,00	84	0,0223

Es gilt also die Beziehung:

$$R_L \approx \frac{-U_{CA}}{-I_{CA}}. \qquad (7)$$

Streng genommen müßte bei der Berechnung von R_L die Kniespannung und der Kollektorreststrom berücksichtigt werden. Ihre Vernachlässigung bringt jedoch in Endstufen nur kleine Fehler (2 ··· 4%) mit sich, die völlig belanglos sind.

Die maximal erreichbare Ausgangsleistung ist:

$$P_{a_{max}} = \frac{1}{2}\left[-U_{CA} - (-U_{Kn})\right]\left[-I_{CA} - (-I_{CO})\right] \approx \frac{1}{2}(-U_{CA})(-I_{CA}). \qquad (8)$$

Mit dem berechneten Wechselstromlastwiderstand R_L, der maximalen Ausgangsleistung P_a und der geforderten unteren Grenzfrequenz f_u ist es möglich, den Ausgangsübertrager zu berechnen.

Zuerst muß der erforderliche Eisenkernquerschnitt berechnet werden. Für die untere Grenze des effektiven Kernquerschnittes gilt die Beziehung:

$$Q_E = 10\sqrt{\frac{P_a}{f_u}}. \qquad (9)$$

Darin sind P_a die Ausgangsleistung in W und f_u die untere Grenzfrequenz in Hz. Mit dem errechneten Kernquerschnitt ist auch der Kerntyp festzulegen.

Da der transformierte Lastwiderstand $R_L = ü^2 \cdot R_L^*$ parallel zur Primärinduktivität L_1 liegt, gilt für einen zugelassenen 3-dB-Abfall an der unteren Frequenzgrenze die Gleichung:

$$L_1 = \frac{R_L}{\omega_u} = \frac{R_L}{2\pi \cdot f_u}. \qquad (10)$$

R_L^* ist die Schwingspulenimpedanz des Lautsprechers ≈ 1,25 R, wobei R der Gleichstromwiderstand der Schwingspule ist. In der Gleichung (10) sind R_L in Ω, f_u in Hz und L_1 in H einzusetzen. Aus der erforderlichen Primärinduktivität L_1 ergibt sich sofort die Primärwindungszahl w_1 zu:

$$w_1 = \sqrt{\frac{L_1}{A_L}}, \qquad (11)$$

wobei L_1 in H und A_L in H/Wdg² einzusetzen sind. Die A_L-Werte wurden für die wichtigsten M- und E-Kerne in der Tabelle 1 eingetragen. Ebenfalls sind dort die Kernabmessungen, der effektive Kernquerschnitt, die Kraftlinienlänge l_E, der Wicklungsquerschnitt Q_w, die mittlere Windungslänge l_m sowie die zulässigen Amperewindungszahlen für verschiedene Luftspaltlängen eingetragen, da diese Werte zur weiteren Berechnung benötigt werden. Die Werte gelten für Dynamoblech IV.

Nun muß man überprüfen, ob die zulässige Amperewindungszahl nicht überschritten wird. Die Amperewindungszahl stellt das Produkt aus Kollektorgleichstrom $-I_{CA}$ und der errechneten Windungszahl w dar. Es gilt also:

$$AW = (-I_{CA}) \cdot \text{Windungszahl}. \qquad (12)$$

Liegt der errechnete Wert unter dem zulässigen Wert (Tabelle 1), so kann der gewählte Kerntyp ohne Luftspalt verwendet werden. Liegt er über dem zulässigen Wert, so ist ein Luftspalt einzuführen. Für verschiedene Luftspaltlängen sind ebenfalls die zulässigen AW- und A_L-Werte in Tabelle 1 aufgeführt.

Mit dem nun zunächst kleinsten und gewählten Luftspalt muß die Windungszahl erneut berechnet und unter Zugrundelegung des neuen A_L-Wertes nochmals nachgeprüft werden, ob die neue zulässige AW-Zahl nicht überschritten wird. Notfalls muß der Luftspalt dann vergrößert werden.

Zur Kontrolle, ob der Kernquerschnitt ausreichend ist, kann man noch die Felddichte ausrechnen, die nicht größer als 4000 Gauß, keinesfalls aber mehr als 6000 Gauß sein soll. Ist das errechnete B höher, muß der nächst größere Kerntyp gewählt werden, da sonst der Klirrfaktor unzulässig hoch wird. Die Felddichte errechnet sich wie folgt:

$$B = \frac{10^8 \cdot U}{4{,}44 \cdot f_u \cdot w_1 \cdot Q_E} \text{ in Gauß.} \qquad (13)$$

In der Gleichung (13) ist $U = \sqrt{P_a \cdot R_L}$ die Kollektorwechselspannung in V.

Mit der Primär- und Sekundärwicklung wird nun zweckmäßig etwa je eine Hälfte des vorhandenen Wickelraumes belegt. Ist Q_W der vorhandene Wickelraum (Wicklungsquerschnitt) in cm², so folgen aus $\frac{w_1}{Q_{w\,prim}}$ bzw. $\frac{w_2}{Q_{wsek}}$ in Tabelle 2 die erforderlichen Drahtdurchmesser für die Primär- und Sekundärwicklung.

Die Sekundärwindungszahl ergibt sich einfach zu

$$w_2 = w_1\sqrt{\frac{R_L^*}{R_L}}. \qquad (14)$$

Aus dem Produkt Primärwindungszahl w_1 mal mittlerer Windungslänge l_m folgt die ungefähre Drahtlänge der Primärwicklung. Mittels Tabelle 2, in der die Widerstände von Kupferlackdraht je m Länge aufgeführt sind, läßt sich dann der Gleichstromwiderstand der Primärwicklung ausrechnen.

Mit dem errechneten Gleichstromwiderstand, der ja einen Spannungsabfall im Kollektorkreis mit sich bringt, muß nun eine Korrektur im Kennlinienfeld vorgenommen werden. Die im Bild 10a eingezeichnete Gerade, die den Emitterwiderstand R_E darstellt, geht nun über in die Gerade, die $R_E + R_G$ darstellt, wobei R_G der Gleichstromwiderstand der Primärwicklung ist. Der Schnittpunkt dieser Geraden mit der R_L-Geraden ergibt den endgültigen Arbeitspunkt A_2 (Bild 10b).

In vielen Fällen ist der Gleichstromwiderstand des Übertragers sehr klein gegen den Emitterwiderstand, so daß sich der Arbeitspunkt praktisch kaum ändert. Ist jedoch R_G nicht mehr vernachlässigbar klein gegen R_E, so tritt eine merkliche Verschiebung des Arbeitspunktes ein und man muß eventuell sogar eine Korrektur des Lastwiderstandes vornehmen. Und zwar so, daß das Ausgangssignal in positiver und negativer Richtung wieder gleichen Spielraum hat. Dies soll in einem Beispiel gezeigt werden.

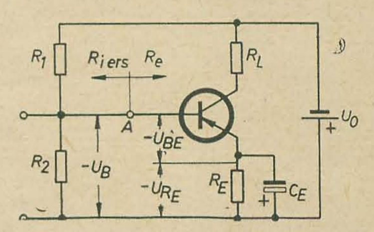


Bild 11: Vollständige Schaltung mit den zur Berechnung des Basisspannungsteilers erforderlichen Bezeichnungen

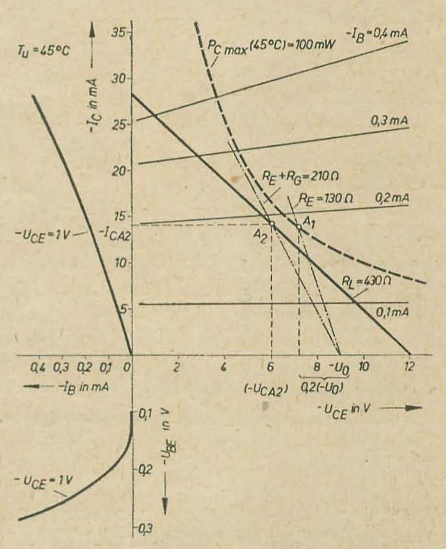


Bild 12: Kennlinienfeld des Transistors OC 72

Nachdem nun der Ausgangsübertrager vollständig berechnet und der endgültige Arbeitspunkt gefunden wurde, erfolgt die Berechnung der Basisspannungsteilerwiderstände:

Man liest zu dem ermittelten Arbeitspunkt den erforderlichen Basisstrom ab, der ja im Ausgangskennlinienfeld als Parameter eingetragen ist. Im Eingangskennlinienfeld $-I_B = f(-U_{BE})$ liest man noch die zu $-I_B$ gehörende Basisspannung $-U_{BE}$ ab (Bild 12). Damit liegen die Gleichstromwerte auf der Eingangsseite fest, die man zur Berechnung des Spannungsteilers benötigt.

Fortsetzung auf Seite 161

Linearverstärker in der Kerntechnik (3)

R. GÄRTNER
Mitteilung aus dem VEB Vakutronik, Dresden

Wird z. B. die Hochspannung zur Anode des Detektors über einen Widerstand $R_0 = 100\ M\Omega$ zugeführt, so ergibt sich mit einer Schalt- und Streukapazität $C_0 = 10\ pF$ eine Zeitkonstante von $\tau_0 = 1\ ms$. Beträgt die Höhe der Impulse $U = 0{,}01\ V$ und ist die

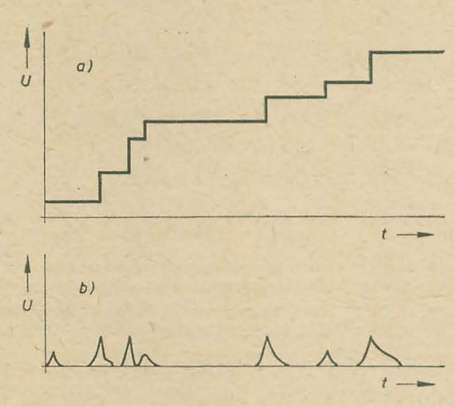


Bild 11: Impulsverlauf für ein Verhältnis der Zeitkonstanten $\frac{\tau_1}{\tau_0} \ll 1$, a) Impulsspannung an R_0, b) Impulsspannung an R_1

mittlere Impulsdichte $n = 10^5\ s^{-1}$, so entsteht eine mittlere Spannung $\overline{u(t)} = 100 \cdot U = 1\ V$. Da die Arbeitsspannung der Detektoren in den meisten Fällen bei 1000 V liegt, beträgt die Verschiebung dieser Spannung infolge $\overline{u(t)}$ nur 1 ‰, d. h. daß sie ohne wesentlichen Einfluß bleibt. Der Effektivwert der Spannungsschwankung beträgt dagegen $u_{eff} = 7 \cdot U = 0{,}07\ V$. Diese Schwankung führt am Eingang des Verstärkers zu keinerlei Schwierigkeiten, sie wird jedoch mit verstärkt und steuert die Endröhren des Verstärkers siebenmal weiter aus als die Signalimpulse, deren Höhe selbst bereits nahe an den Grenzen des linearen Aussteuerbereiches liegt. Man muß deshalb rechtzeitig, d. h., in Verstärkerstufen, bei denen noch keine Gefahr der Übersteuerung vorhanden ist, mit $\tau_1 \ll \tau_0$ den Impuls verkürzen und erhält dann einen Impulsverlauf nach Bild 11b. Differenziert man bereits an der Anode des Detektors mit einer Zeitkonstante von $1\ \mu s$ durch Verwendung eines Widerstandes $R_0 = 100\ k\Omega$, so betragen die entsprechenden Werte für $\overline{u(t)} = 0{,}1 \cdot U = 1\ mV$ und $u_{eff} = 0{,}2 \cdot U = 2\ mV$.

Man kann also ganz allgemein sagen, daß die Gefahr der Übersteuerung der Verstärkerröhren infolge des „pile-up"-Effektes klein bleibt, wenn die kleine Zeitkonstante an den Eingang des Verstärkers oder sogar an die Anode des Detektors gelegt wird, wobei man jedoch in diesem Fall alle Störspannungen, die an der ersten Röhrenstufe vorhanden sind, mit verstärkt. Je mehr man die kleine Zeitkonstante den Ausgangsstufen des Verstärkers nähert, desto wirksamer ist die Störbeseitigung, um so größer ist jedoch auch die Gefahr der Übersteuerung durch „pile-up". Als günstigen Kompromiß legt man deshalb oft die kleine Zeitkonstante zwischen den Vor- und den Hauptverstärker.

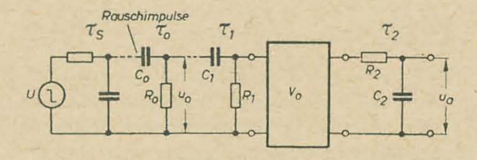


Bild 12: Spannungsersatzschaltbild der Kombination Detektor—Verstärker

Ersatzschaltung des Verstärkers

Zur Aufstellung eines einfachen Ersatzschaltbildes der Meßanordnung soll vorausgesetzt werden, daß der Verlauf des Frequenzbandes am oberen Ende und somit die Wiedergabe der Vorderflanke der Impulse in erster Näherung nur durch eine Zeitkonstante τ_2 (z. B. τ_{GK}), der Verlauf des Frequenzbandes am unteren Ende und somit die Wiedergabe des Impulsdaches in erster Näherung nur durch eine Zeitkonstante τ_1 bestimmt wird. Man kann damit den zur Verstärkung der Detektorimpulse benutzten Linearverstärker aus diesen beiden Zeitkonstanten und einem idealen Verstärker V_0 darstellen, dessen Differentiationszeitkonstanten wesentlich größer als τ_1 und dessen Integrationszeitkonstanten gegen τ_2 zu vernachlässigen sind. Unter diesen Umständen läßt sich die Kombination Detektor-Verstärker durch das Spannungsersatzschaltbild Bild 12 darstellen und quantitativ erfassen.

Für den Zusammenhang zwischen den 3-dB-Grenzfrequenzen und den Zeitkonstanten $\tau_{1,2}$ gilt annähernd die Beziehung $f_{1,2} \approx \frac{0{,}16}{\tau_{1,2}}$.

Durch die Zusammenwirkung der Zeitkonstanten τ_0, τ_1 und τ_2 mit τ_S tritt ein Impulshöhenverlust ein, den man für die Bestimmung des Absolutwertes der Eingangsimpulse kennen muß. Solange das Signal-Rauschverhältnis nicht wesentlich verschlechtert wird, ist dieser Impulshöhenverlust für spektrometrische Messungen nicht so wichtig, da es hierbei nur darauf ankommt, die am Eingang vorhandene Impulshöhenverteilung proportional zu verstärken. Es interessieren also nur Relativwerte.

Signal-Rauschverhältnis

Verbesserung des Signal-Rauschverhältnisses durch die Zeitkonstanten τ_1 und τ_2.

Bei der Wahl der Integrationszeitkonstante τ_2 des Verstärkers geht man vom geforderten Signal-Rauschverhältnis aus. Ist das Röhren-

---

Fortsetzung von Seite 160

Blickt man vom Punkt A aus nach rechts (Bild 11), so erscheint der Gleichstromeingangswiderstand des Transistors zu

$$R_e = \frac{-U_B}{-I_B} = \frac{(-U_{BE}) + (-U_{RE})}{-I_B}$$

$$\approx \frac{-U_{BE}}{-I_B} + \frac{-I_C \cdot R_E}{-I_B}. \qquad (15)$$

Blickt man vom Punkt A aus nach links, so erhält man den Ersatzinnenwiderstand $R_{i\,ers}$ des Spannungsteilers wie folgt:

$$R_{i\,ers} = R_1 \,||\, R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}. \qquad (16)$$

In der Praxis hat sich bewährt, daß für gute Stabilisierung ein Verhältnis

$$R_{i\,ers} = \frac{1}{10} \cdot R_e \qquad (17)$$

gewählt werden muß. Die Spannung $-U_B$ zwischen Basis und Masse berechnet sich zu

$$-U_B = (-U_0) \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \qquad (18)$$

Desgleichen muß gelten:

$$-U_B = (-I_B) \cdot R_e. \qquad (19)$$

Aus Gleichung (18) folgt nun:

$$R_1 + R_2 = \frac{-U_0}{-U_B} R_2,$$

dies in den Gleichungen (16) und (17) eingesetzt, ergibt

$$R_{i\,ers} = \frac{1}{10} R_e = \frac{R_1 \cdot R_2 (-U_B)}{(-U_0) R_2} = \frac{-U_B}{-U_0} R_1,$$

daraus folgt:

$$R_1 = \frac{-U_0}{-U_B} \cdot \frac{R_e}{10}. \qquad (20)$$

Aus Gleichung (18) und der Beziehung $R_1 + R_2 = \frac{-U_0}{U_B} R_2$ folgt schließlich der Widerstand R_2:

$$R_2 = \frac{(-U_B) R_1}{(-U_0) - (-U_B)}. \qquad (21)$$

Mit den aus dem Eingangskennlinienfeld gefundenen Werten $-I_B$ und $-U_{BE}$ errechnet man zunächst R_e nach Gleichung (15) und $-U_B$ nach Gleichung (19). Damit erhält man die gesuchten Spannungsteilerwiderstände R_1 und R_2 aus den Gleichungen (20) und (21). Schließlich errechnet sich der Emitterkondensator C_E in grober Näherung zu:

$$C_E \approx \frac{1}{2\pi \cdot f_u \cdot R_E}. \qquad (22)$$

Um sicher zu gehen, wähle man aber möglichst einen größeren Wert als den berechneten. Damit ist diese Endstufe vollständig berechnet.

und Schaltungsrauschen des Verstärkers klein gegen den Signalpegel und kann vernachlässigt werden, so ist doch meistens das thermische Rauschen des SEV zu beachten. Dieses entsteht hauptsächlich durch die spontane Emission der Elektronen aus der Katode. Jedes Elektron wird durch die folgenden Sekundäremissionsstufen vervielfacht und ist die Ursache kleiner Spannungsimpulse im Anodenkreis. Die Laufzeit der einzelnen Elektronen ist jedoch nicht konstant, sondern schwankt um einen Mittelwert in der Größenordnung von 10 ns. Die Rauschimpulse besitzen also eine Anstiegszeit, die wesentlich kleiner als die Anstiegszeit der Signalimpulse ist (0,25 μs bei NaJ). Die Rauschimpulse kann man sich im Ersatzschaltbild als Spannungssprünge vorstellen, die direkt in das RC-Glied mit der Zeitkonstante τ_0 eingespeist werden, während der Signalimpuls zunächst mit τ_s integriert wird. Es leuchtet ein, daß eine Integration mit τ_2 die Höhe der Rauschimpulse mehr beeinflußt als die Höhe der ohnehin langsam ansteigenden Signalimpulse. Das heißt, daß das Signal-Rauschverhältnis durch Integration mit τ_2 verbessert werden kann. Diese Verbesserung des Signal-Rauschverhältnisses läßt sich natürlich nicht beliebig fortsetzen. Je mehr sich τ_2 der Szintillationszeit τ_s nähert, desto mehr wird auch die Höhe der Signalimpulse beeinflußt. Ein Optimum besteht dann, wenn man $\tau_2 = \tau_s$ wählt. Will man dagegen die Vorderflanke des Signalimpulses möglichst unverfälscht übertragen und einen Impulshöhenverlust vermeiden, so muß τ_2 klein gegen τ_s gewählt werden. Es ist also vorteilhaft, τ_2 variabel zu machen und der jeweiligen Meßaufgabe und dem verwendeten Szintillator anzupassen.

Die Differentiationszeitkonstante τ_1 sollte für einen universell anwendbaren Verstärker auch veränderbar sein. Durch Variation der Differentiationszeitkonstanten kann das Signal-Rauschverhältnis verbessert werden, wobei wiederum ein Optimum besteht, wenn die Zeitkonstanten der Integration und der Differentiation gleich groß sind.

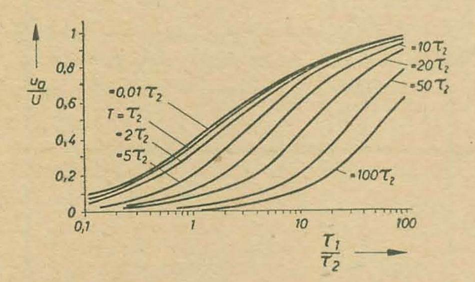


Bild 13: Impulshöhenverlust als Funktion der Zeitkonstanten und der Anstiegszeit T ($\tau_1/\tau_0 \ll 1$)

Durch eine variable Zeitkonstante τ_1 ist aber außerdem die Möglichkeit gegeben, Anstiegszeiten unbekannter Detektorimpulse quantitativ zu bestimmen. (Die Eingangsempfindlichkeit der vorhandenen Impulsoszillografen reicht für diesen Zweck nicht aus.)

Man wählt hierzu τ_0 sehr groß gegen die anderen Zeitkonstanten, so daß die Impulsform nicht mehr von dieser Zeitkonstante, sondern nur noch von τ_s, τ_1 und τ_2 abhängt. Man kann nun den Impulshöhenverlust, den ein sehr steiler Impuls beim Durchlaufen der RC-Glieder mit den Zeitkonstanten τ_s, τ_1 und τ_2 erleidet, über dem Verhältnis der Zeitkonstanten τ_1/τ_2 mit τ_s als Parameter auftragen. Gillespie [6] hat diese Berechnung durchgeführt, wobei er den exponentiellen Anstieg, den der steile Impuls nach dem RC-Glied mit der Zeitkonstante τ_s aufweist, in erster Näherung durch einen linearen Anstieg innerhalb der Zeit T ersetzt (Bild 13).

Bild 14: Ersatzschaltbild eines rauschenden Widerstandes,
a) Widerstand R allein, b) Parallelschaltung von R und einer Kapazität C

Man mißt also die tatsächlich auftretende Veränderung der Impulshöhe in Abhängigkeit von der Zeitkonstanten τ_1 bei τ_2 = konstant und vergleicht die erhaltene Kurve mit der Kurvenschar im Bild 13. Die Messung wird praktisch so durchgeführt, daß man den Analysator auf eines der Maxima im Impulshöhenspektrum einstellt und die Verschiebung dieses Wertes bei Veränderung von τ_1 bestimmt.

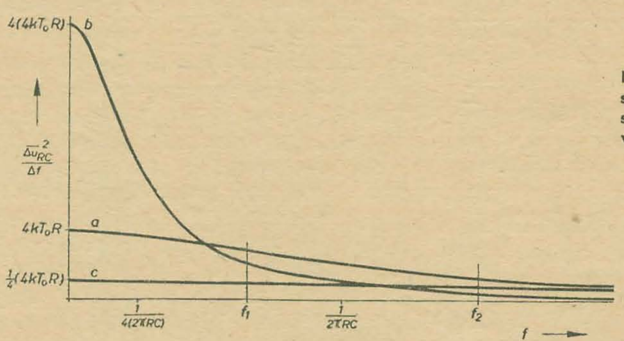


Bild 15: Abhängigkeit der spektralen Intensität des Rauschens einer Parallelschaltung von R und C von der Frequenz

Einfluß von R_0 und C_0 auf das Signal-Rauschverhältnis

Für die Wahl von C_0 gilt ganz allgemein, daß C_0 so klein wie möglich sein sollte, um eine große Impulshöhe U zu erhalten. Deshalb schließt man den Detektor über einen Vorverstärker an den Hauptverstärker an. Dieser Vorverstärker, im einfachsten Fall eine Anodenbasisstufe, hat die Aufgabe, den Detektor durch Impedanzwandlung an das meist niederohmige HF-Kabel zur Verbindung mit dem Hauptverstärker anzupassen. Zur Veränderung von τ_0 bleibt somit nur der Arbeitswiderstand R_0 des Detektors übrig. Liegen die Detektorimpulse weit über dem Rauschen, was man bei den Impulsen eines Szintillationszählers im allgemeinen voraussetzen kann, so ist eine Variation von τ_0 durch Veränderung von R_0 in weiten Grenzen möglich. Für die Szintillationsspektrometrie hat es sich als zweckmäßig erwiesen, gleiche Zeitkonstanten $\tau_0 = \tau_1$ (z. B. 1 μs) einzustellen, da dann die Auflösungszeit auch bei Übersteuerung des Verstärkers, d. h. bei gleichzeitigem Auftreten kleiner und sehr großer Impulse klein bleibt. Über dieses spezielle Problem wird jedoch im zweiten Teil dieser Arbeit berichtet. Anders sind die Verhältnisse bei der Verstärkung von Ionisationskammerimpulsen. Diese liegen im μV-Bereich, also in der Größenordnung des Verstärker- und Schaltungsrauschens. Dann muß man nicht nur rauscharme Röhrenstufen am Eingang verwenden, sondern auch dem Rauschen der einzelnen Bauelemente, besonders aber dem thermischen Rauschen der hochohmigen Schichtwiderstände an dieser Stelle Beachtung schenken.

Nach Nyquist [7] beträgt das Quadrat der mittleren Rauschspannung eines Widerstandes von der Größe R:

$$\overline{\Delta u_R^2} = 4 \cdot k \cdot T_0 \cdot R \cdot \Delta f. \qquad (34)$$

Dabei sind:

k die Boltzmannsche Konstante $= 1{,}37 \cdot 10^{-23}$ Ws/°K,

T_0 die absolute Temperatur,

Δf die Bandbreite $(f_2 - f_1)$.

Daraus erhält man die spektrale Intensität des Rauschens, d. h., das auf die Bandbreite Δf bezogene Quadrat der mittleren Rauschspannung zu:

$$\frac{\overline{\Delta u_R^2}}{\Delta f} = 4 \cdot k \cdot T_0 \cdot R. \qquad (35)$$

Im Ersatzschaltbild kann man den rauschenden Widerstand als Reihenschaltung einer Spannungsquelle $\overline{\Delta u_R^2}$ und eines rauschfreien Widerstandes R darstellen (Bild 14a).

Liegt nun, wie im Falle des Arbeitskreises am Detektor, parallel zu diesem R eine Kapazität C, so gilt das Ersatzschaltbild im Bild 14b. Die spektrale Intensität wird frequenzabhängig und es gilt:

$$\frac{\overline{\Delta u_{RC}^2}}{\Delta f} = \frac{4 \cdot k \cdot T_0 \cdot R}{1 + (\omega RC)^2}. \qquad (36)$$

Um das Quadrat der mittleren Rauschspannung über C zu erhalten, integriert man Gleichung (36) von 0 bis ∞:

$$\overline{u_{RC}^2} = 4 \cdot k \cdot T_0 \cdot R \int_0^\infty \frac{df}{1 + (\omega RC)^2}. \qquad (37)$$

Die Lösung dieser Gleichung lautet:

$$\overline{u_{RC}^2} = \frac{4 \cdot k \cdot T_0 \cdot R}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} \left| \arctan(\omega RC) \right|_0^\infty = \frac{k \cdot T_0}{C}. \qquad (38)$$

Dieses Ergebnis ist sehr wichtig, denn es zeigt, daß bei einer Parallelschaltung von R und C das thermische Rauschen über C konstant und gleich kT_0/C, also unabhängig von R ist.

Trägt man die Gleichung (36) über $f = \frac{\omega}{2\pi}$ auf, so erhält man die Kurve im Bild 15. Für Frequenzen weit unterhalb der Grenzfrequenz des RC-Gliedes $\frac{1}{2\pi RC}$ ist die Intensität konstant und gleich $4 \cdot kT_0R$, bei $f = \frac{1}{2\pi RC}$ ist

sie auf die Hälfte abgesunken und für $f > \frac{1}{2\pi R C}$ fällt sie mit $1/f^2$ schnell ab. Die gesamte Fläche unter der Kurve a entspricht jedoch kT_0/C. f_1 und f_2 sind die Grenzfrequenzen des Verstärkers, die durch die Zeitkonstanten τ_1 und τ_2 bestimmt werden. Die Fläche, die diese Grenzfrequenzen aus der Kurve herausschneiden, stellt ein Maß für das thermische Rauschen dar, das vom Verstärker, an dessen Eingang R und C angeschlossen sind und der die Bandbreite $f_2 - f_1$ besitzt, durchgelassen wird. Vergrößert man R um den Faktor 4, so gilt die Kurve b. Bei tiefen Frequenzen ist hier das Rauschen 4 ($4\,kT_0R$), es fällt jedoch schon bei $f = \frac{1}{4(2\pi RC)}$ auf die Hälfte ab und geht dann schneller gegen Null, da die Fläche wieder kT_0/C sein muß. Natürlich kann die von f_1 und f_2 herausgeschnittene Fläche auch durch Verkleinerung von R um den Faktor 4 reduziert werden. Dann beginnt die Kurve c) bei tiefen Frequenzen mit 1/4 ($4\,kT_0R$) und sinkt viel langsamer als a) und b) gegen Null ab.

Man kann also allgemein sagen, daß es für den Widerstand R einen Wert R_{max} gibt, bei dem das am Ausgang des Verstärkers mit den Zeitkonstanten τ_1, τ_2 vorhandene Rauschen ein Maximum durchläuft.

Zur Berechnung von R_{max} bestimmt man zunächst die Fläche zwischen f_1 und f_2 durch Integration der Gleichung (36) von f_1 bis f_2:

$$\left(\overline{u_{RC}^2}\right)_{1,2} = 4 \cdot k \cdot T_0 \cdot R \int_{f_1}^{f_2} \frac{df}{1 + (\omega RC)^2}$$

$$= \frac{2 \cdot k \cdot T_0}{\pi \cdot C} \Big| \text{arc tan}\,(\omega RC) \Big|_{f_1}^{f_2}$$

$$= \frac{2 \cdot k \cdot T_0}{\pi \cdot C} [\text{arc tan}\,(2\pi f_2 RC) - \text{arc tan}\,(2\pi f_1 RC)]. \qquad (39)$$

Die Bedingung für $R = R_{max}$ ist, daß der Differentialquotient

$\frac{d\left(\overline{u_{RC}^2}\right)_{1,2}}{dR}$ Null wird.

Die Differentiation der Gleichung (39) nach R ergibt:

$$\frac{d\left(\overline{u_{RC}^2}\right)_{1,2}}{dR} = 4 \cdot k \cdot T_0 \left[\frac{f_2}{1 + (2 \cdot \pi \cdot f_2 \cdot RC)^2} - \frac{f_1}{1 + (2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot RC)^2}\right]. \qquad (40)$$

Die Bedingung $\frac{d\left(\overline{u^2_{RC}}\right)_{1,2}}{dR} = 0$ wird erfüllt, wenn

$$\frac{f_2}{1 + (2 \cdot \pi \cdot f_2 \cdot R_{max} \cdot C)^2} = \frac{f_1}{1 + (2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot R_{max} \cdot C)^2} \text{ gilt.}$$

Daraus erhält man den Widerstand R_{max} zu

$$R_{max} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C \sqrt{f_1 \cdot f_2}}. \qquad (41)$$

Diesen Widerstand muß man bei der Dimensionierung der Eingangsschaltung eines Verstärkers für Ionisationskammerimpulse vermeiden, d. h., man muß

$$R_0 \lessgtr R_{max}$$

wählen. Im Bild 16 ist die Wurzel aus $\left(\overline{u_{RC}^2}\right)_{1,2}$ nach Gleichung (39) in Abhängigkeit vom Widerstandswert unter der Voraussetzung verschiedener Grenzfrequenzen aufgetragen. Für die Kapazität C wurde mit 10 pF ein praktisch üblicher Wert zugrunde gelegt. Die Grenzfrequenzen betragen bei

Kurve a: $f_1 = 1$ kHz, $f_2 = 2$ MHz
($\tau_1 \approx 160\,\mu s$, $\tau_2 \approx 0{,}08\,\mu s$);

Kurve b: $f_1 = 1$ kHz, $f_2 = 1$ MHz
($\tau_1 \approx 160\,\mu s$, $\tau_2 \approx 0{,}16\,\mu s$);

Kurve c: $f_1 = 150$ kHz, $f_2 = 2$ MHz
($\tau_1 \approx 1\,\mu s$, $\tau_2 \approx 0{,}08\,\mu s$).

Wie man sieht, liegen die zu vermeidenden Widerstandswerte R_{max} zwischen etwa 50 kΩ und 500 kΩ. Wählt man den Widerstand $R_0 \ll R_{max}$, so erhält man mit der Kapazität C_0 eine Zeitkonstante τ_0 von 0,1 µs und darunter. Der dann infolge der in der gleichen Größenordnung liegenden Zeitkonstanten τ_8 und τ_2 eintretende Impulshöhenverlust verschlechtert jedoch wiederum das Signal-Rauschverhältnis. Deshalb wählt man bei Verstärkern für Ionisationskammerimpulse $R_0 \gg R_{max}$. Eine Vergrößerung des Widerstandes R hat natürlich nur Sinn, solange das thermische Rauschen noch größer als die anderen Rauscharten ist und somit den Gesamtrauschpegel entscheidend mitbestimmt. Im Vorverstärker VA-V-81 vom VEB Vakutronik ist z. B. ein Arbeitswiderstand R_0 von 100 MΩ eingebaut. Dieser Widerstand ergibt mit der Streukapazität von 10 pF eine Zeitkonstante τ_0 von etwa 1 ms. Eine solche relativ

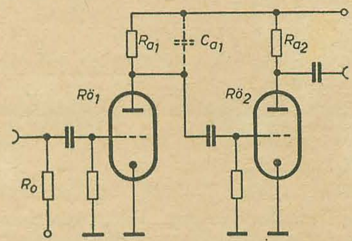


Bild 17: Doppeltriodenschaltung am Eingang des Vorverstärkers VA-V-81

große Zeitkonstante kann man bei Ionisationskammern selbst bei hohen Impulsdichten unbedenklich wählen, da die Verschiebung der Arbeitsspannung an den Elektroden infolge der sehr kleinen Impulse dieser Detektoren ebenfalls klein ist und ohne Einfluß bleibt. Setzt man die obigen Werte in die Gleichung (31) ein und nimmt eine Impulshöhe von 0,1 mV an, so beträgt die mittlere Spannung $\overline{u(t)}$ bei einer Impulsdichte von $10^5\,s^{-1}$ nur 10 mV, das sind etwa 0,01‰ der Arbeitsspannung. Die „pile-up"-Spannung beträgt nach Gleichung (33) für die gleichen Werte etwa 0,7 mV, sie ist also siebenmal größer als die angenommene Impulshöhe.

Rauscharme Eingangsschaltung

Hat man auf die beschriebene Weise das thermische Rauschen der hochohmigen Schichtwiderstände am Eingang des Vorverstärkers genügend verkleinert, so hängt der Rauschpegel nur noch vom Rauschen der Eingangsröhren ab. Da, wie oben beschrieben, die Differentiationszeitkonstante τ_1 in der Größenordnung von 1 µs und die untere Grenzfrequenz des Durchlaßbandes somit bei etwa 150 kHz liegt, interessiert von den verschiedenen Rauschkomponenten der Röhre insbesondere das Schrotrauschen. Die Spannung des Schrotrauschens ist bei einer Pentode infolge der Stromverteilung zwischen Anode und Schirmgitter bekanntlich drei- bis fünfmal größer als bei einer Triode mit gleicher Steilheit. Man muß also als Eingangsröhre für den Vorverstärker unbedingt eine Triode einsetzen. Leider beträgt die Eingangskapazität einer Triode infolge des Miller-Effektes ein Mehrfaches der Eingangskapazität einer Pentode. Die Eingangskapazität soll jedoch klein bleiben. Einen Ausweg stellt die Kaskodeschaltung dar, wie man sie häufig auch im Eingang von UHF-Geräten findet. Mit dieser Schaltung wird bei kleinem Rauschen und kleiner Eingangskapazität die Verstärkung einer Pentode erzielt.

Bei den hohen Verstärkungsfaktoren ist jedoch die hochliegende Katode des zweiten Systems dieser Schaltung nachteilig. Über die relativ große Heizfaden-Katodenkapazität streuen leicht Störspannungen ein.

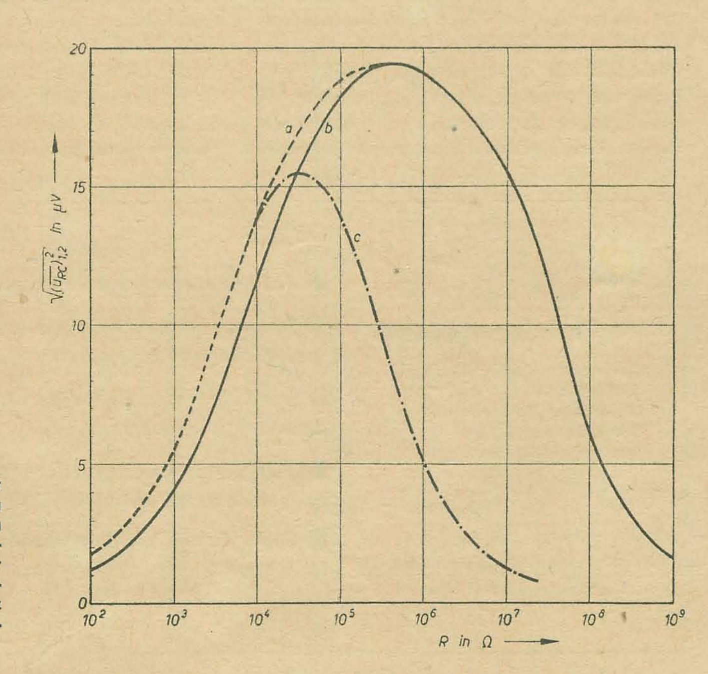


Bild 16: Abhängigkeit der Rauschspannung einer Parallelschaltung eines rauschenden Widerstandes und einer Kapazität von R, Parameter: Grenzfrequenz des nachfolgenden Verstärkers

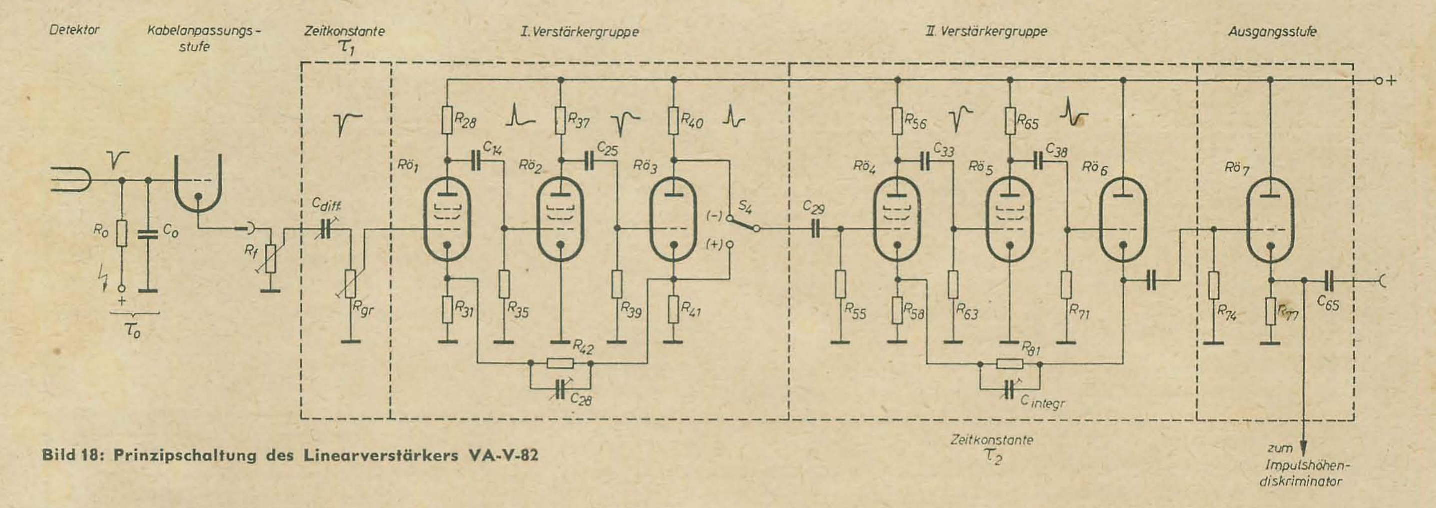


Bild 18: Prinzipschaltung des Linearverstärkers VA-V-82

Im Vorverstärker VA-V-81 findet deshalb eine Doppeltriodenschaltung Verwendung, deren Wirkungsweise im Prinzip ähnlich der Kaskodeschaltung ist (Bild 17): Die erste Triode, $Rö_1$, arbeitet mit einem relativ kleinen Anodenwiderstand R_{a_1}. Somit ist die Verstärkung dieser Stufe nur 1,5 ··· 2 und auch die Kapazitätserhöhung infolge des Miller-Effektes klein. Die Verstärkung der zweiten Stufe beträgt dagegen 15 ··· 20. Dadurch erhöht sich zwar die Eingangskapazität dieser Stufe, die eine Belastung für die erste Röhre darstellt. Da jedoch R_{a_1} sehr klein ist, bleibt auch die Integrationszeitkonstante $R_{a_1}C_{a_1}$ klein und ohne Einfluß. Der Vorteil dieser Schaltung gegenüber der Kaskodeschaltung ist, daß beide Katoden an Masse liegen. Auf $Rö_2$ folgt dann eine normale Verstärkerpentode. Eine Überschlagsrechnung ergibt, daß sich das auf den Eingang bezogene Rauschen durch die Beiträge der zweiten und dritten Röhre nur um etwa 20% gegenüber dem Rauschen der Eingangsröhre erhöht. Schließt man die Pentode dagegen direkt an $Rö_1$ an, so erhält man 220% des Triodenrauschens.

Praktische Schaltung

Im bisherigen Teil dieses Beitrages wurden die wichtigsten Punkte beschrieben, die man bei der Entwicklung und beim experimentellen Arbeiten mit Linearverstärkern beachten muß. Die Prinzipschaltung eines vom VEB Vakutronik gefertigten Linearverstärkers zeigt Bild 18. Der Verstärker besteht aus den zwei gegengekoppelten Verstärkergruppen I und II und der Ausgangsstufe $Rö_7$, für deren Dimensionierung die Eigenschaften der Anodenbasisschaltung bei Impulsbetrieb [8] beachtet werden müssen. An den Eingang ist wahlweise eine Kabelanpassungsstufe in Anodenbasisschaltung (VA-B-09 B) oder ein Vorverstärker (VA-V-81) anzuschließen. Letzterer erhöht den Gesamtverstärkungsfaktor auf 500000. Die Impulsformung erfolgt am Eingang des Vorverstärkers bzw. der Kabelanpassungsstufe mit der Zeitkonstante τ_0, am Eingang des Hauptverstärkers mit der Zeitkonstante τ_1 und mit der Integrationszeitkonstante τ_2 im Gegenkopplungszweig der II. Verstärkergruppe. τ_1 ist zwischen 0,5 und 200 μs, τ_2 zwischen 0,08 und 2 μs in Stufen einstellbar. Der Widerstand des Differenziergliedes R_{gr} dient gleichzeitig als Grobregler zum Umschalten des Verstärkungsfaktors des Gerätes, an dem eine Teilspannung abgegriffen wird. Der Verstärkungsfaktor der beiden Verstärkergruppen ist konstant.

Die Koppelglieder der einzelnen Verstärkerstufen besitzen gegen τ_1 große Zeitkonstanten. Die untere Grenzfrequenz jeder Verstärkergruppe liegt dadurch bei 50 Hz.

Diese Schaltung wurde in mehreren Varianten in der Literatur ausführlich beschrieben [9, 10, 11] und hat sich in der Praxis auf Grund ihrer guten Linearität und Langzeitkonstanz bewährt. Sie besitzt jedoch keine besonderen Schutzmaßnahmen gegen den Einfluß von Gitterstrom bei Übersteuerung.

Wird fortgesetzt

Fachbücher

W. I. Baranow

Radiometrie

Übersetzung aus dem Russischen

B. G. Teubner Verlagsgesellschaft, Leipzig

422 Seiten, 181 Bilder, Kunstleder 33,— DM

Die Radiometrie ist eine Untersuchungsmethode zur quantitativen Bestimmung der radioaktiven Elemente durch Messung ihrer Strahlungsintensität. Die elektronische Meßtechnik ist hierbei einer der Hauptfaktoren. Diesem Gebiet ist daher auch der größte Teil des vorliegenden Buches gewidmet.

Eingangs werden die Strahlungen der radioaktiven Elemente sowie der radioaktiven Umwandlungen beschrieben. Der Leser wird mit den drei Strahlungsarten, nämlich den Alpha-, Beta- und Gammastrahlen sowie mit deren Eigenschaften und Wirkungen vertraut gemacht. Den Abschluß dieser Einführung bilden die Betrachtungen über Wechselwirkungen der Gammastrahlen mit der Materie. Die Kenntnis dieser Wechselwirkungen ist die Voraussetzung zur Bestimmung der Absorptions- und Streukoeffizienten, die bei Schutzmaßnahmen sehr wichtig sind. Im Zusammenhang mit der Radiometrie ist die Kenntnis der genannten Koeffizienten notwendig, um Fehlmessungen zu vermeiden.

Die Messung der Radioaktivität behandelt das nächste Kapitel. Den Hauptteil bilden hierin die Abhandlungen über Elektrometer und Zähler. Anschließend wird die Bedeutung der Radioaktivität in der Geologie gezeigt. Vielleicht wäre es besser, dieses Kapitel hinter die Einführungen zu setzen. Die Messung der Radioaktivität würde dann vor dem folgenden Kapitel stehen, das Geräte und Methoden der radiometrischen Analyse im Laboratorium beinhaltet. Hierbei sind die wichtigsten Methoden und die sich daraus ergebenden Meßgeräte beschrieben, die im Labor anwendbar sind. Anschließend sind die Methoden und Geräte aufgeführt, die bei radiometrischen Vermessungen (also in der Natur) angewendet werden. Den Abschluß bilden Betrachtungen über die Sicherheitstechnik bei der Arbeit mit radioaktiven Strahlen sowie ein Anhang mit einer

Übersicht über die vom VEB Vakutronik entwickelten Strahlungsmeßgeräte. Eine Vielzahl von Tabellen ist ebenfalls als Anhang beigefügt. *Orlik*

Herbert Lennartz

Fernsehempfänger

Arbeitsweise — Schaltungen — Antennen — Instandsetzung

Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin-Borsigwalde

248 Seiten, 228 Bilder, 7 Tabellen, Ganzleinen 22,50 DM

Eine weitere Neuerscheinung auf dem Gebiet der Fernsehempfangspraxis ist die jetzt vorliegende Ausgabe eines bekannten Fachautoren. Das Buch wendet sich sowohl an den technisch interessierten Laien als auch an den Fachmann. In leichter Form, ohne komplizierte mathematische Ableitungen gibt es dem Leser einen guten Einblick in die moderne Schaltungstechnik des Fernsehempfängers. Es beginnt mit den Grundlagen der Fernsehtechnik, wie Bildzerlegung und -zusammensetzung, Bildröhre, Bildauflösung und Fernsehsignal. Der zweite Teil ist als eigentlicher Hauptabschnitt der Schaltungstechnik des Fernsehempfängers gewidmet. In ihm findet man u. a.: Empfängereingang (Antennenanpassung), HF-Teil, Bild-ZF-Verstärker, Abstimmanzeige, NF-Teil, Schaltung der Bildröhre, Erzeugung von Synchronimpulsen und Ablenkspannungen, Vertikal- und Horizontalendstufe, Tonempfang, Stromversorgung, Projektion von Fernsehbildern und Mehrnormenempfänger. Teil 3 behandelt Antennen und Speiseleitungen. Der vierte Abschnitt beschreibt verschiedene moderne Industrieempfänger. Besonders für den Servicetechniker ist der letzte Abschnitt gedacht; er beinhaltet den Abgleich und die Prüfung des Fernsehempfängers und gibt Hinweise zur Fehlersuche. Der Aufbau des Inhaltes ist übersichtlich und klar. Die Ausstattung entspricht in Druck, Papier und Einband der Tradition des Verlages. Bei den verwendeten Fotos hat man allerdings den Eindruck, daß sie teilweise als „Füller" verwendet wurden. Hier hätte man einige einsparen können. Ob man weiterhin nach dem Abschnitt „Berechnung des Ausgangsübertragers" auf Seite 141 einen derartigen Übertrager berechnen kann, erscheint sehr zweifelhaft. Noch unzureichender ist der Abschnitt „Häufig vorkommende Fehler" auf Seite 234. Mit dieser Thematik könnte man natürlich ein ganzes Buch füllen, aber nur eine Druckseite ist in keiner Weise ausreichend. Diese Kritik schmälert jedoch den Wert des Buches keinesfalls. *Jancke*

Neuerscheinungen aus der Reihe „Neue Technik — leicht verständlich" vom VEB Verlag Technik, Berlin

Horn, Herbert, *Klein — aber oho!* Was man von Halbleitern, Transistoren und Sonnenbatterien wissen sollte. 48 Seiten, 13 Bilder, —,80 DM

Merkulow, I. A., *Raketen fliegen zum Mond.* 48 Seiten, 16 Bilder, —,80 DM

Mielke, H., und B. A. Mitrow, *Kundschafter im All.* 48 Seiten, 9 Bilder, —,80 DM

Kühn, Max, *Streifzug durch die Technik.* 48 Seiten, 50 Bilder, —,80 DM

Seifert, Karl-Dieter und Gerhard Höppner, *Können Maschinen denken?* 48 Seiten, 14 Bilder, —,80 DM

---

radio und fernsehen

erscheint zweimal im Monat

Anzeigenschlußtermin am 9. und 23. eines jeden Monats für das übernächste Heft. **Alleinige Anzeigenannahme:** DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Straße 28-31, und alle DEWAG-Betriebe in den Bezirksstädten der DDR.